

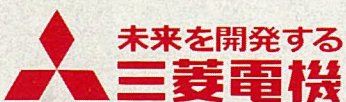
MITSUBISHI DENKI GIHO

三菱電機技報



Vol.58 No.12

パワーエレクトロニクス特集



12
1984

三菱電機技報 Vol.58 No.12 1984

パワーエレクトロニクス特集

目次

特集論文

パワーエレクトロニクスの歩みと展望.....	1
吉田太郎・川畑隆夫	
三菱GTOサイリスタシリーズとその特性.....	5
石堂道治・萩野浩靖・宮嶋辰夫	
車両推進制御装置におけるGTOの応用.....	10
居蔵和徳・金田順一郎・四方 進・小尾秀夫	
VVVFインバータによる大容量交流可変速駆動.....	15
矢野禎成・西 祥男・朝枝健明・小宮弘道・柳井安徳	
VVVF制御のエレベーターへの応用.....	20
釜池 宏・野村正実・石井敏昭	
BI-MOS素子による無騒音インバータ.....	25
宇高正晴・川岸賢至・矢野昌雄・森 治義	
全デジタル・ソフトウェアACサーボ.....	30
杉本英彦・川崎啓宇・生田目輝昭	
工作機用新形AC主軸駆動装置《FREQROL-SE》.....	34
吉田太郎・小山正人・鎌倉孝幸・大上正勝・深沢和夫	
静止形無効電力補償装置とその応用.....	38
竹田正俊・佐志田伸夫	

普通論文

三菱スパイラルエスカレーター.....	42
後藤 茂・中谷 博・開田豊広・富所 誠・齊藤良一	
関西電力(株)納め光伝送方式電力ケーブル故障検出装置.....	47
木村良一・荒尾和男・高橋浩二・瀧野嘉明・魚田 豊	
火力発電所ボイラ給水用高精度超音波流量計.....	52
新居健一・西岡憲章・海老塚 清・立川 悟・尾崎禎彦	
新しい変圧器ロス回収システム.....	57
根尾定紀・菅 寿郎・清水 澄・藤本芳久	
新形数値制御装置《MELDAS-L0/M0》.....	61
工藤和弘・赤祖父恭介・今西一夫・北爪次男	

特許と新案.....66, 67, 68

電動機で駆動されるファン等の負荷の運転方法
 タップ切換装置
 エレベーターの速度制御装置
 インバータの高速自動同期回路

スポットライト

三菱オープンレンジRO-5000形.....	65
三菱石油ガス化ファンヒーターKD-23GTX.....	(表3)
三菱電機技報58巻総目次.....	69

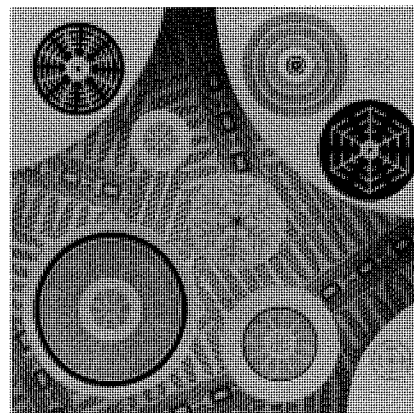
表紙

パワーデバイスのパターン

この数年、GTO、パワートランジスタモジュール、GATT、光サイリスタなどの新しいパワーデバイスが次々と開発され、パワーエレクトロニクス発展の原動力として貢献してきた。

これらの新しいデバイスは、高性能化のために、いずれも高度なジャンクション設計、加工技術を駆使して製作されており、美しいパターンを持っている。

表紙はこれらのパターンを素材として利用したもので、必ずしも実用されているものばかりではなく、仮想のものも含まれていることをおことわりしておく。



アブストラクト

パワーエレクトロニクスの歩みと展望

吉田太郎・川畑隆夫

三菱電機技報 Vol.58・No.12・P1~4

パワーエレクトロニクスは電気エネルギーの自由な制御手段を提供する技術として、時代の技術的ニーズによくマッチしたものであり、産業のあらゆる分野の要求に応えつつ発展してきた。特にこの数年の応用分野の拡大は著しく、省エネルギー、新エネルギー、新加工技術等の多彩な用途で、重要な役割りを果たしつつある。ここではその誕生から今日に至る歩みを振り返りつつ、将来展望について論じた。

VVVF制御のエレベーターへの応用

釜池 宏・野村正実・石井敏昭

三菱電機技報 Vol.58・No.12・P20~24

エレベーターの制御装置には、安定した滑かな乗りごちや精密な着床はもちろん、省エネルギー、省電源設備容量などが要求される。これらの要求に答えるべく、マイクロエレクトロニクス、パワーエレクトロニクスなどの技術を駆使して交流可変電圧・可変周波数(VVVF)制御によるエレベーターを、低速(60~105m/min)、高速(120~240m/min)、超高速(300~360m/min)の全速度範囲にわたって開発したので紹介する。

三菱GTOサイリスタシリーズとその特性

石堂道治・萩野浩靖・宮嶋辰夫

三菱電機技報 Vol.58・No.12・P5~9

GTOサイリスタは、自己ターンオフ機能をもつ素子として注目を集め、車両用及び一般産業用のインバータやチョッパ装置に採用されはじめている。ここでは、三菱GTOサイリスタのシリーズを紹介するとともに、それらの特長、主要定格、特性並びに応用法について紹介する。

BI-MOS素子による無騒音インバータ

宇高正晴・川岸賢至・矢野昌雄・森 治義

三菱電機技報 Vol.58・No.12・P25~29

IM(誘導電動機)駆動用インバータがより広く普及するためには、高効率化や電源系統への悪影響の緩和などの性能向上と併せて、静かな環境での静粛な運転も強く望まれている。このため、PWM(パルス幅変調)キャリア音の解消とモータ効率向上のため、スイッチング周波数を可聴域以上($\approx 20\text{kHz}$)にするとともに出力波形の正弦波化を図るべく、新しい高周波パワー素子として期待されるBI-MOSモジュールによる正弦波変調形インバータを開発した。

車両推進制御装置におけるGTOの応用

居蔵和徳・金田順一郎・四方 進・小尾秀夫

三菱電機技報 Vol.58・No.12・P10~14

近年、パワーエレクトロニクス技術の発達により、半導体電力変換装置を応用した車両推進制御装置は急速の進歩を遂げた。特にゲートターンオフサイリスタGTOの高耐圧・大容量化は、高周波4象限チョッパや高周波パルス幅変調電圧形インバータなどの新方式の車両用推進制御装置を技術的、経済的に実現可能なものとした。ここでは、GTOの周辺回路技術とこれを応用した車両用推進制御装置について紹介する。

全デジタル・ソフトウェアACサーボ

杉本英彦・川崎啓宇・生田目輝昭

三菱電機技報 Vol.58・No.12・P30~33

保守性・耐環境性に優れた誘導電動機、あるいは永久磁石同期電動機を用いた全デジタルACサーボシステムを開発した。このシステムでは電流、速度及び位置制御をすべてソフトウェア構成としたことにより、フレキシブルかつ高精度な制御を実現している。また、高速マイクロプロセッサの使用により高速応答を得ている。位置及び速度検出は、ブラシレスレゾルバを用い高分解能デジタル検出を行っており、信頼性の高いサーボシステムである。

VVVFインバータによる大容量交流可変速駆動

矢野禎成・西 祥男・朝枝健明・小宮弘道・柳井安徳

三菱電機技報 Vol.58・No.12・P15~19

近年、ゲートターンオフサイリスタの特性向上が著しく、またサイリスタの高圧・高速化が進み、これらが大容量VVVFに大きなインパクトを与えつつある。

このたび変換効率の向上と装置の小形化をねらい、電圧形GTO VVVF及び電流形サイリスタVVVFについて大容量VVVFの系列化を図ったので、これらについて変換方式の概要とその技術動向並びに適用例について述べる。

工作機用新形AC主軸駆動装置《FREQROL-SE》

吉田太郎・小山正人・鎌倉孝幸・大上正勝・深沢和夫

三菱電機技報 Vol.58・No.12・P34~37

最近の工作機械主軸駆動は、高速化及び制御性能向上の点からインダクションモータ駆動方式が主流となり、更に応答性・オリент性能・速度制御性能などの動特性の向上が求められている。これらに対応するため、電流制御形ベクトル制御方式を用いたAC主軸駆動装置を開発した。この装置の制御方式・性能・特長について報告する。

Abstracts

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 58, No. 12, pp. 1 ~ 4 (1984)

Trends in Power Electronics

by Taro Yoshida & Takao Kawabata

Power electronics well answers modern industrial demands for a means of freely controlling electrical energy. The recent growth in varied fields of application has been especially dramatic with power electronics playing an increasingly important role in energy saving, new types of energy, and new manufacturing technology. The article gives a historical review of power electronics from its birth to the present as well as a survey of future trends.

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 58, No. 12, pp. 20 ~ 24 (1984)

The Application of VVVF Control to Elevators

by Hiroshi Kamaike, Masami Nomura & Toshiaki Ishii

Among the important factors that must be considered in elevator-control equipment are safe door operation, riding comfort, accurate landing, energy savings, and compact power supplies. The article introduces an elevator having variable AC voltage and variable-frequency control based on micro and power electronics. This elevator is operable over a wide range of speeds, from low speeds (60 ~ 105m/min), to high speeds (120 ~ 240m/min), and even super-fast speeds (300 ~ 360m/min).

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 58, No. 12, pp. 5 ~ 9 (1984)

Mitsubishi Gate Turn-off Thyristors and Their Characteristics

by Michiharu Ishido, Hiroyasu Hagino & Tatsuo Miyajima

The GTO thyristor is attracting attention for its turn-off capability, resulting in its increased use in inverters and choppers in transportation and general industry. The article introduces the Mitsubishi GTO thyristor series along with the features, major rating characteristics, and methods of application.

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 58, No. 12, pp. 25 ~ 29 (1984)

A Noiseless Sinusoidal PWM Inverter Employing a BI-MOS Module

by Masaharu Uda, Kenshi Kawagishi, Masao Yano & Haruyoshi Mori

To broaden inverter applications for induction-motor drives, inverter efficiency must be improved, noise levels of operation must be dropped to levels suitable for quiet environments, and the detrimental effects on power-supply systems be alleviated. This requires that the output waveform be sinusoidal and that the switching frequency be above the audible frequency range ($\approx 20\text{kHz}$) if a solution to the problems of PWM acoustic carrier noise and increased motor efficiency are to be found. With this in mind, a sinusoidal pulse-width induction inverter was developed employing a BI-MOS module, a new high-frequency power device.

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 58, No. 12, pp. 10 ~ 14 (1984)

GTO Thyristors for Propulsion-Control Equipment

by Kazunori Igura, Jun'ichiro Kaneda, Susumu Shikata & Hideo Dbi

Recent progress in power electronics has resulted in the rapid development of propulsion-control equipment employing semiconductor power converters. This is especially evident in the high-voltage, large-capacity, high-frequency gate turn-off thyristor, which has made possible, technologically and economically, new methods of propulsion-control employing high-frequency, four-quadrant choppers as well as high-frequency, pulse-width-modulated voltage-source inverters. The article introduces GTO peripheral devices and their application in propulsion-control equipment.

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 58, No. 12, pp. 30 ~ 33 (1984)

A Direct-Digital-Controlled AC Servo-Motor Drive System

by Hidehiko Sugimoto, Keiu Kawasaki & Teruaki Ikutame

Featuring low maintenance requirements and high durability, a direct-digital-controlled AC servo-motor drive system employing a synchronous motor with a permanent-magnetic rotor as well as an induction motor has been developed. This system attains flexible and highly accurate control of current, speed, and position by using specially configured software. Employment of a high-speed microprocessor gives correspondingly high-speed response. Position and high-speed detection is achieved through the use of high-resolution digital detection employing a brushless resolver, giving a servo system with high reliability.

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 58, No. 12, pp. 15 ~ 19 (1984)

Large-Capacity AC Motor Drives Using Variable-Frequency Inverters

by Sadanari Yano, Yoshio Nishi, Takeaki Asaeda, Hiromichi Komiya & Yasunori Yanai

Phenomenal progress has been made in recent years in the improvement of gate turn-off thyristors, resulting in increased high-voltage and high-speed characteristics and heavily influencing the development of large-capacity, variable-frequency inverters. In order to increase the efficiency of converters and decrease their size, it was decided to use a voltage-source, variable-frequency inverter with GTOs and a current-source variable-frequency inverter with thyristors. The article gives the outline of a converter, cites an example of its application, and describes related technological trends.

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 58, No. 12, pp. 34 ~ 37 (1984)

New FREQROL-SE AC Spindle-Drives for Machine Tools

by Taro Yoshida, Masato Koyama, Takayuki Kamakura, Masakatsu Daijo & Kazuo Fukazawa

Due to the progress made in higher speeds and better controllability, induction-motor drives have become the predominant type of spindle drives employed in machine tooling. This has resulted in demands for even quicker response, better orientation, and speed-control capabilities, as well as improved dynamic performance. Accordingly, Mitsubishi Electric has developed AC spindle-drive equipment that employs current-controlled vector control. The article deals with the control technology, performance, and features of this equipment.

アブストラクト

静止形無効電力補償装置とその応用

竹田正俊・佐志田伸夫

三菱電機技報 Vol.58・No.12・P38～41

近年のパワーエレクトロニクスの著しい発展により、大容量変換装置が実用化されてくるにつれて、従来同期調相機などで行われていた無効電力補償の分野でも、サイリスタを用いた無効電力補償装置（SVC）が主流になりつつある。その適用範囲が、アーク炉などによるフリッカの抑制に加えて、最近は安定度向上を目的とした電力系統用にまで広がり、急激な設備容量の伸びを示しているSVCについて紹介する。

火力発電所ボイラ給水用高精度超音波流量計

新居健一・西岡憲章・海老塚 清・立川 悟・尾崎禎彦

三菱電機技報 Vol.58・No.12・P52～56

火力発電ユニットの性能管理の改善向上を図る目的で、火力発電所ボイラ給水用として、火力プラント特有の高温高压の条件下で使用する、経時変化のない高精度の超音波流量計を開発した。さらに、稼働中の火力プラントにテスト供試機を設置し、出力の直線性精度及び経時安定性の実証試験を実施し、優れた性能が得られ、実用性が実証されたので、紹介する。

三菱スパイラルエスカレーター

後藤 茂・中谷 博・開田豊広・富所 誠・斉藤良一

三菱電機技報 Vol.58・No.12・P42～46

螺旋曲線に沿って昇降する三菱スパイラルエスカレーターを、世界に先駆けて開発し成功した。三次元曲線からなるこのエスカレーターは、多様化する建築空間において新しい演出を可能にする画期的な製品として期待される。本稿では三菱スパイラルエスカレーターの駆動原理、構造的特長、安全性などを、直線エスカレーターとの対比を主眼に述べる。

新しい変圧器ロス回収システム

根尾定紀・菅 寿郎・清水 澄・藤本芳久

三菱電機技報 Vol.58・No.12・P57～60

変圧器は非常に効率の高い電気機器ではあるが、大容量器となれば損失の値は数百Wに達する。エネルギーの有効利用が社会的要請となっている現在、この変圧器損失が有効に利用できれば大きなメリットになるが、変圧器損失が比較的低温で排出されるため、これまで利用方法は極めて限られていた。筆者らはこれを克服する新しい方法を開発し、その実規模モデル試験を完了したのでここに報告する。

関西電力(株)納め光伝送方式電力ケーブル故障検出装置

木村良一・荒尾和男・高橋浩二・瀧野嘉明・魚田 豊

三菱電機技報 Vol.58・No.12・P47～51

光伝送の高品質性・多容量性・無誘導性のメリットを生かし、従来の表示線方式に比べ、性能・機能を向上させ、かつ縮小化された光伝送方式電力ケーブル故障検出装置を実用化し、関西電力(株)に154kV電力ケーブル保護用として納入したので紹介する。この装置は、データウェイ式伝送・長波長帯光送受信機の採用及び電子回路内蔵屋外装置の耐環境設計などに特長を有するものである。

新形数値制御装置《MELDAS-L0/M0》

工藤和弘・赤祖父恭介・今西一夫・北爪次男

三菱電機技報 Vol.58・No.12・P61～64

ますます発展するFA化につれ、より効率的ですぐれた操作性をもつ中小規模工作機械CNCへのニーズが高まっている。《MELDAS-L0/M0》は、豊富な機能を備えた小形・高性能・高信頼性を目指して開発したFMS指向の旋盤及びマシニングセンター用NC装置である。アンバー（琥珀）色の漢字表示CRT、キーボード操作時と加工プログラム読出し操作時の音声出力、NC本体でのシーケンス開発機能などの新機能を含めシステムの特長を紹介する。

Abstracts

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 58, No. 12, pp. 38 ~ 41 (1984)

Static VAR Compensators and Their Applications

by Masatoshi Takeda & Nobuo Sashida

Due to the phenomenal development of power electronics in recent years, large-capacity power converters have been successfully built. This has strengthened the tendency to employ static VAR compensators with thyristors in place of the reactive power compensation used in previous rotary condensers. In addition to control of arc-furnace flicker, the range of applications has recently been extended to power system as a means of improving stability. The article introduces the SVC and its potential for vastly increasing equipment capacity.

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 58, No. 12, pp. 52 ~ 56 (1984)

A Highly Accurate Ultrasonic Flow Meter for Boiler Feedwater in Thermal-Power Plants

by Ken-ichi Nii, Noriaki Nishioka, Kiyoshi Ebizuka,
Satoru Tachikawa & Yoshihiko Ozaki

To improve the maintenance capability of thermal-power units, a stable, high-precision ultrasonic flow meter has been developed for measuring boiler feedwater in the high-heat, high-pressure environment of thermal-power plants. Test equipment was installed and operated during thermal-power plant operation, substantiating its output-measuring accuracy as well as its stability in such conditions. The article introduces this highly capable, job-proven flow meter.

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 58, No. 12, pp. 42 ~ 46 (1984)

Spiral Escalators

by Shigeru Goto, Hiroshi Nakatani, Toyohiro Kaida,
Makoto Tomidokoro & Ryoichi Saito

Mitsubishi Electric has succeeded in developing and marketing the world's first spiral escalator. A landmark product, this three-dimensional-curvature escalator offers new and challenging architectural design opportunities that raise great expectations. The article concentrates on comparisons between the drive theory, structural features, and safety of the Mitsubishi spiral escalator and the common straight-line escalator.

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 58, No. 12, pp. 57 ~ 60 (1984)

A New System for Transformer-Loss Recovery

by Sadanori Neo, Hisao Kan, Akira Shimizu & Yoshihisa Fujimoto

Despite the fact that transformers are extremely efficient electrical devices, high-capacity transformers suffer losses reaching several hundred kW. The necessity for efficient energy use means that a method of transformer-loss recovery was sought. Since this loss occurs at comparatively low temperatures, severe limitations are imposed on conventional methods. The article introduces a new method the authors' developed to overcome these limitations, one that has been tested in an actual full-scale device.

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 58, No. 12, pp. 47 ~ 51 (1984)

A Fiber-Optic Power-Cable-Fault Detection System for the Kansai Electric Power Co.

by Ryoichi Kimura, Kazuo Arao, Koji Takahashi,
Yoshiaki Takino & Yitaka Uota

Making use of the high-quality, high-capacity, interference-free characteristics of optic-fiber communications, compact optic-fiber power-cable-fault detection equipment has been put into practical use providing increased capability and functions over the conventional pilot-wire method. The article introduces the system delivered to the Kansai Electric Power Co. for the surveillance of a 154kV power cable. The system can be used in dataway communications and 1.3 μ m-band optical transceivers, and has been designed with environment-withstand features enabling it to be used in electronic circuits located in outdoor cubicles.

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 58, No. 12, pp. 61 ~ 64 (1984)

The New MELDAS-Lo/Mo Numerical Controllers

by Kazuhiro Kudo, Kyosuke Akasofu, Kazuo Imanishi & Tsuguo Kitazume

Further progress in factory automation demands the increasingly efficient operation of medium- and small-scale industrial computerized numerical-control systems. MELDAS-Lo/Mo compact numerical controllers feature high performance and reliability as well as a rich variety of functions and are suitable for applications in flexible-manufacturing-system lathes and machining centers. The article introduces various features of the systems, including such new capabilities as an amber Sino-Japanese character CRT display used during keyboard operation and for machine program readouts, a synthesized-voice output used during machine operation, and functions for sequential development.

パワーエレクトロニクスの歩みと展望

吉田太郎*・川畑隆夫**

1. まえがき

パワーエレクトロニクスは、基幹産業のあらゆる分野から身近な家庭用エアコンに至るまで、電気エネルギーの自在な制御手段として広く活躍している。また昭和30年代では産業としてほとんど0の状態から、その後の高度成長とオイルショックの時代を経て、現在では電気機械分野においてそれ自身が数%の比率を占めるに至り、それに直接関連する周辺機器も含めると、更に大なる地位を占めるようになった。特にこの数年間の応用分野の拡大と多様化は著しく、省エネルギー、新エネルギー、新加工技術など多彩な用途が次々と実用化されつつある。ここではパワーエレクトロニクスの誕生から今日に至る歩みを振り返りつつ、その位置づけと動向を論じた。

2. パワーエレクトロニクスの歩み

パワーエレクトロニクスの歴史は、昭和32年のサイリスタの出現（GE社、SCR発表）に始まるものと言えるが、その前身は水銀整流器、イグナトロン可飽和リアクトル、磁気増幅器などにある。水銀整流器やイグナトロンは戦中から昭和30年代にかけ、アルミ電解と電鉄変電所を中心に多数生産された。また可飽和リアクトルは、クレーンや炭鉱の巻上げ機に用いられる誘導電動機のリアクトル制御などに実用化された。当時は制御の安定化のため、自動制御理論がさかんに研究され、応用された。それらが現在のパワーエレクトロニクスの基盤になっている。

昭和35年頃からサイリスタが実用化され始めると、これら前世代のデバイスは、またたく間に姿を消し、いわゆるパワーエレクトロニクスの時代に入ってきた。当時は現在進行しつつあるエレクトロニクス革命の最初の担い手であるGeトランジスタが経済的に量産され始めた時期であり、また高度経済成長の幕開けの時期でもあって、パワーエレクトロニクスは恵まれた環境の中で誕生したと言えるであろう。表1.の「パワーエレクトロニクスの歩み」は上記に基づき、昭和35年以後について示している。

日本経済が驚異的な急成長をとげた昭和40年代において、パワーエレクトロニクスは鉄鋼を始めとする基幹産業や電力、電鉄などの分野において、その中核となる電動力の優れた制御手段を提供することにより、経済成長に大きく貢献してきた。表1.に示すパワーエレクトロニクスの歩みによれば、この間の推移をよく振り返ることができる。

昭和48年のオイルショックを契機に産業界は高度成長から縮小、減速経済へと軌道修正を余儀なくされ、その結果エネルギー依存度の高い基幹産業の設備投資は急速に冷え込んだ。大電力を扱うパワーエレクトロニクス製品の需要も大きく落ち込み、低迷を余儀なくされることとなった。しかしオイルショックが、それに先立つ昭和47年、ローマクラブ報告が指摘した「資源の有限性」を根元とする本質的な問題から生じた避けて通れぬものであり、特に石油はあと30年程度という危機感が広く認識されるにつれ、短期対策としての省エネルギー開発への取組と、長期戦略としての石油に替りうる新エネルギー開発の推進に、国をあげて拍車がかげられた。

このような積極的にエネルギー危機を打開しようとする世界的な動き及び合理化、省力化により低成長を乗り切ろうとする動向は、高度成長期にはなかったパワーエレクトロニクスの新しい活躍の場を提供することとなった。このようにオイルショックによりパワーエレクトロニクスは大きな市場転換期に直面したが、幸いにして当時のパワーエレクトロニクス技術、特にインバータ技術は、完全と言えないまでも、新しいニーズに対応しうる一定のレベルに達しており、多様化した新市場に対する展開が始まり、今日に至っている。パワーエレクトロニクスの発展は、誕生来常にパワーデバイスと制御用デバイスの進歩に強く依存してきたことは、表1.にも表われているとおりである。特にこの数年間におけるトランジスタやGTOなど自己消弧形素子及びμPをはじめとするLSIの急速な進歩は、従来不可能であった分野へ、経済的にもあるいは技術的にも、パワーエレクトロニクスの適用を可能とし、技術革新を実現しつつある。LSIを始めとするマイクロエレクトロニクス及びBIMOSや光サイリスタなどのパワーデバイスの進歩は、今後ともどまることなく、パワーエレクトロニクスの発展をリードしてゆくものと考えられる。

3. パワーエレクトロニクスの位置づけ

パワーエレクトロニクスは非常に多くの要素技術に立脚しており、かつ、その応用分野と多岐にわたるので、全体像を把握するための一助として、技術のツリーを作ったものが図1.である。

図において、根の部分に要素技術を展開し、木の部分にその応用分野を示している。応用分野の分類は、表2.に示すように、電気技術の分野を大きくエネルギーと情報に分け、パワーエレクトロニクスの守備範囲はエネルギーであるとの観点から、木を描いている。このツリーを見れば、パワーエレクトロニクスが下記のように広範囲をカバーし、多様性のある技術であることが分かる。

- (1) 応用分野は電気エネルギーの制御であるが、必要な要素技術として、エレクトロニクス、情報、制御に関するいわゆるハイテック領域の技術を多く網羅している。
- (2) 変換器そのもののハードウェアとしての奥の深さと共に、応用分野に関する高度なシステム技術を必要としている。
- (3) 応用分野にはライフサイクル的に見れば、探索期、揺らん期、成長期、青年期、壮年期などのすべての段階の用途を持っているが、将来の発展が期待される領域を多く有している。
- (4) 重厚長大と軽薄短小の両面性がある。
- (5) 家庭用商品のような量産品から、核融合電源のような巨大システムまで、あらゆる段階のものがあり、ライフサイクルも1年から十数年の範囲にわたる。

以上のことから、パワーエレクトロニクスは総合力を必要とする世界であり、技術立国をめざす我が国にふさわしく、かつ重要な成長産業と言えるであろう。

現代の産業革命はエレクトロニクス革命と言っても過言ではないと考えられる。特に超高集積のLSI、VLSIなどのマイクロエレクトロニクスが

表 1. パワーエレクトロニクスの歩み (その1)

年	昭35年 1960	昭36年	昭37年	昭38年	昭39年	昭40年 1965	昭41年	昭42年	昭43年	昭44年	昭45年 1970	昭46年	昭47年	
出来事	<ul style="list-style-type: none"> 高度経済成長政策 世界初のトランジスタTV発表 	<ul style="list-style-type: none"> 人間衛星回収 (カガリン) 	<ul style="list-style-type: none"> 原研国産一号炉臨界 	<ul style="list-style-type: none"> 東海道新幹線開通 東京オリンピック 名神高速道路開通 	<ul style="list-style-type: none"> 3 C時代現実化 (昭和元禄) 	<ul style="list-style-type: none"> みどりの窓口営業開始 公害問題始まる (四日市ぜんそく等) 	<ul style="list-style-type: none"> 東海道新幹線開通 東京オリンピック 名神高速道路開通 	<ul style="list-style-type: none"> 月面着陸 	<ul style="list-style-type: none"> 万国博開催 公害問題深刻化 美浜原子力1号臨界 	<ul style="list-style-type: none"> ドルショック 中国国連復帰 山陽新 	<ul style="list-style-type: none"> PCBカネミ油症事件 	<ul style="list-style-type: none"> PCB使用 ロー 	<ul style="list-style-type: none"> PCBカネミ油症事件 	<ul style="list-style-type: none"> PCB使用 ロー
技術動向	<ul style="list-style-type: none"> サイリスタ応用研究始まる 磁気増幅器開発活発 Geトランジスタ全盛 	<ul style="list-style-type: none"> マクマレーンバーク論文 	<ul style="list-style-type: none"> マクマレーンパルス転流論文 	<ul style="list-style-type: none"> 静止形CVCF始まる 金融機関オンライン化始まる VVVFの実用化始まる 	<ul style="list-style-type: none"> ミルプーム開幕 	<ul style="list-style-type: none"> サイリスタレオナード完成 車両用サイリスタ整流器1号機 (ED501電関用) 国内初の全サイリスタ式圧延プラント (計22MW, 八幡製鉄堺) サイリスタ式車両補助電源完成 (名古屋市交) 	<ul style="list-style-type: none"> サイリスタ生産開始 (400V, 150A) 平形素子生産開始 高速サイリスタ開発 (1200V, 250A, 70μs) 大容量平形サイリスタ生産開始 (2500V, 500A) 	<ul style="list-style-type: none"> 国内初の並列冗長CVCF完成 (80kVA×2, 東電本社) コンデンサ形SVC完成 (5MVA, 川鉄水島) 世界最大級サイリスタ整流プラ (103MW, 鹿島電解) チョップパ制御電車完成 (営団地下鉄) 	<ul style="list-style-type: none"> オンライン用静止形CVCFアーム IC式演算増幅器実用開始 デジタルIC実用開始 CMOS IC実用 	<ul style="list-style-type: none"> 世界初 紡糸 IM 大容量 3kHz300kW高周波 	<ul style="list-style-type: none"> 世界初 紡糸 IM 大容量 3kHz300kW高周波 	<ul style="list-style-type: none"> 世界初 紡糸 IM 大容量 3kHz300kW高周波 		
新技術製品	<ul style="list-style-type: none"> シリコン整流器1号機完成 (3000kW, 国鉄弁天町) 航研騒音風洞制御完成 (大容量精密速度制御) 	<ul style="list-style-type: none"> 初のサイリスタレオナード完成 (44kW, 東海金属) レクチホーマ1号機完成 (2200kW, 三菱モント) 	<ul style="list-style-type: none"> 車両用サイリスタ整流器1号機 (ED501電関用) 国内初の全サイリスタ式圧延プラント (計22MW, 八幡製鉄堺) サイリスタ式車両補助電源完成 (名古屋市交) 	<ul style="list-style-type: none"> 国内初の並列冗長CVCF完成 (80kVA×2, 東電本社) コンデンサ形SVC完成 (5MVA, 川鉄水島) 世界最大級サイリスタ整流プラ (103MW, 鹿島電解) チョップパ制御電車完成 (営団地下鉄) 	<ul style="list-style-type: none"> 世界初 紡糸 IM 大容量 3kHz300kW高周波 	<ul style="list-style-type: none"> 世界初 紡糸 IM 大容量 3kHz300kW高周波 	<ul style="list-style-type: none"> 世界初 紡糸 IM 大容量 3kHz300kW高周波 							
素子開発	<ul style="list-style-type: none"> シリコンダイオード生産開始 (1200V, 200A) ブラシレス発電機用シリコンダイオード開発 	<ul style="list-style-type: none"> サイリスタ生産開始 (400V, 150A) 平形素子生産開始 高速サイリスタ開発 (1200V, 250A, 70μs) 大容量平形サイリスタ生産開始 (2500V, 500A) 	<ul style="list-style-type: none"> サイリスタ生産開始 (400V, 150A) 平形素子生産開始 高速サイリスタ開発 (1200V, 250A, 70μs) 大容量平形サイリスタ生産開始 (2500V, 500A) 	<ul style="list-style-type: none"> 高速サイリスタ開発 (1300V, 400A, 15μs, 3kHz) 逆導通サイリスタ開発 (1300V, 400A/150A, パワートランジス) 大容量逆導通サイリ 	<ul style="list-style-type: none"> 高速サイリスタ開発 (1300V, 400A, 15μs, 3kHz) 逆導通サイリスタ開発 (1300V, 400A/150A, パワートランジス) 大容量逆導通サイリ 	<ul style="list-style-type: none"> 高速サイリスタ開発 (1300V, 400A, 15μs, 3kHz) 逆導通サイリスタ開発 (1300V, 400A/150A, パワートランジス) 大容量逆導通サイリ 								

表 2. 電気技術の分野

分野	エネルギー	発生	火力, 水力, 原子力, 核融合, 燃料電池, 太陽光, 風力
		輸送	UHV 送電, 直流送電
情報	貯蔵	二次電池, 超電導, 揚水, フライホイール	
	変換 (活用)	動力, 熱源, 光源, 音波, 電気化学, 電磁界, 電磁波, ビーム	
	センサ	光, 熱, 化学, 放射線, 力学量, レーダ	
情報	処理, 記録	コンピュータ, アナログ信号処理, 各種メモリ	
	通信	電信, 電話, TV, INS, LAN	

クローアップされている。しかしこれらは頭脳、神経に相当するもので、このようないわゆる軽薄短小の領域の技術だけでは仕事をするにはできない。人間でも優れた頭脳と体力のバランスが必要なように、産業も頭脳、神経系統とバランスした重厚長大の技術が必要である。両者の接点にあると考えられるパワーエレクトロニクスは、マイクロエレクトロニクスと共に車の両輪となって、産業のエレクトロニクス革命にますます大きな役割を果たすものと期待される。

4. パワーエレクトロニクスの動向

既に述べたように、パワーエレクトロニクスは極めて多岐にわたること、また表 1. に示した過去の推移を見ても、極めて急激な発展を遂げ

ていることから、将来動向をうんぬんすることは、非常に困難である。ここでは技術の枠を離れて、将来動向というよりむしろ将来につながる現在の動向の抽出を試みてみることにする。

(1) パワーエレクトロニクス技術の普遍化

従来パワーエレクトロニクス技術は、ある限られた範囲の技術者、研究者の範囲にとどまる特殊技術であったが、今後、工学としての体系化も進み、より効率的な教育と技術移転が可能となることが期待される。それによって、専門家以外にも一定レベル以上の技術者人口が増え、技術の普遍化と応用の発展が可能となる。

(2) 経済化による特殊分野から汎用分野への進出

数年前まで可変速インバータは、それを特別に必要とするものに限定されていて、経済性の面から、気楽にどこでも使えるというものではなかった。ところがここ2~3年前から大きな様相の変化が起り始めている。それはVVVFインバータの高性能化と経済化で、最近急激に使用量が伸びている汎用インバータやルームエアコン用インバータがそれである。経済的なトランジスタの実現と、高い機能はマイコンの中にパッケージ化され、コストに影響を与えなくなったことにより、小形、高性能なインバータが非常に経済的に量産されるようになった。このような傾向はVVVFにとどまらず、全盤に拡大し、可変速を始めとするパワーエレクトロニクスは、一次機能ではなく二次機能として、必要機能ではなく便利機能として、気楽にどこにでも使われる時代

表 1. パワーエレクトロニクスの歩み (その2)

昭48年	昭49年	昭50年 1975	昭51年	昭52年	昭53年	昭54年	昭55年 1980	昭56年	昭57年	昭58年	昭59年 1984	
<ul style="list-style-type: none"> オイルショック 幹線開通 列島改造論 用中止通達 マクラブ報告 	<ul style="list-style-type: none"> 狂乱物価 実質経済成長マイナス (戦後初) サンシャイン計画発足 	<ul style="list-style-type: none"> 国内最大容量8500kVA VVVF完成 (重工高砂) 国内初のサイリスタレオナード式エレベーター完成 世界初の起動装置 (10MVA, 新日鉄戸畑) 電鉄変電用再生インバータ完成 (神戸市地下鉄) GATT式高周波インバータ (10kHz, 50kW, 京セラ) サイリスタモータ式大容量換気設備完成 (恵那山) 	<ul style="list-style-type: none"> 高速増殖炉「常陽」臨界 ムーンライト計画発足 第2次石油ショック 	<ul style="list-style-type: none"> スリーマイル島放射能もれ事件 8086発表 省エネ用VVVFプーム始まる 送風機省エネ用VVVF1号機 (1600kVA, 川鉄水島) 	<ul style="list-style-type: none"> 東北新幹線開通 上越新幹線開通 スペースシャトルコロロンピア成功 リニアカー有人実験車 高度情報化社会への変革始まる IPEC東京 量産形汎用VVVFプーム開幕 GTOインバータ実用化始まる ゲートアレー実用開始 	<ul style="list-style-type: none"> 大容量トランジスタCVCF系列完成 大容量圧延用サイリスタモータ完成 (1950kW, 新日鉄室蘭) VVVF式エレベーター1号機完成 JT-60核融合炉用電源完成 (35MW) 1000kW太陽光発電システム建設 (西条) VVVFインバータ制御電車完成 (熊本市交) GTO VVVF制御電車完成 (大阪市交) DDC制御レオナード完成 ベクトル制御VVVF完成 世界最大容量トランジスタVVVF完成 (300kVA) 全交流化鉄鋼プロセスライン NMR-CT開発 超電導エネルギー転送装置開発 (電総研) 	<ul style="list-style-type: none"> W.E.Newell パワーエレクトロニクス講演i SITH発表 (東北大) 	<ul style="list-style-type: none"> 8080発表 8086発表 省エネ用VVVFプーム始まる 送風機省エネ用VVVF1号機 (1600kVA, 川鉄水島) 	<ul style="list-style-type: none"> 東北新幹線開通 上越新幹線開通 スペースシャトルコロロンピア成功 リニアカー有人実験車 高度情報化社会への変革始まる IPEC東京 量産形汎用VVVFプーム開幕 GTOインバータ実用化始まる ゲートアレー実用開始 	<ul style="list-style-type: none"> 東北新幹線開通 上越新幹線開通 スペースシャトルコロロンピア成功 リニアカー有人実験車 高度情報化社会への変革始まる IPEC東京 量産形汎用VVVFプーム開幕 GTOインバータ実用化始まる ゲートアレー実用開始 	<ul style="list-style-type: none"> 東北新幹線開通 上越新幹線開通 スペースシャトルコロロンピア成功 リニアカー有人実験車 高度情報化社会への変革始まる IPEC東京 量産形汎用VVVFプーム開幕 GTOインバータ実用化始まる ゲートアレー実用開始 	<ul style="list-style-type: none"> 東北新幹線開通 上越新幹線開通 スペースシャトルコロロンピア成功 リニアカー有人実験車 高度情報化社会への変革始まる IPEC東京 量産形汎用VVVFプーム開幕 GTOインバータ実用化始まる ゲートアレー実用開始
<ul style="list-style-type: none"> の1BM用400HzCVCF (75kVA, 三菱銀行) 用VVVFプラント完成 (カネボウ) 一次制御エレベーター完成 (ト) フロン冷却整流器完成 (3000kW, 小田急生田) 水車発電機エキサイト完成 (オーストラリアSMA) インバータ完成 (三菱自工) 	<ul style="list-style-type: none"> 国内最大容量8500kVA VVVF完成 (重工高砂) 国内初のサイリスタレオナード式エレベーター完成 世界初の起動装置 (10MVA, 新日鉄戸畑) 電鉄変電用再生インバータ完成 (神戸市地下鉄) GATT式高周波インバータ (10kHz, 50kW, 京セラ) サイリスタモータ式大容量換気設備完成 (恵那山) 	<ul style="list-style-type: none"> 国内最大容量8500kVA VVVF完成 (重工高砂) 国内初のサイリスタレオナード式エレベーター完成 世界最大のリアクトル形SVC (120MVA, 東鉄) 電鉄変電用再生インバータ完成 (神戸市地下鉄) GATT式高周波インバータ (10kHz, 50kW, 京セラ) サイリスタモータ式大容量換気設備完成 (恵那山) 	<ul style="list-style-type: none"> 国内初のサイリスタレオナード式エレベーター完成 世界最大のリアクトル形SVC (120MVA, 東鉄) 電鉄変電用再生インバータ完成 (神戸市地下鉄) GATT式高周波インバータ (10kHz, 50kW, 京セラ) サイリスタモータ式大容量換気設備完成 (恵那山) 	<ul style="list-style-type: none"> 国内初のサイリスタレオナード式エレベーター完成 世界最大のリアクトル形SVC (120MVA, 東鉄) 電鉄変電用再生インバータ完成 (神戸市地下鉄) GATT式高周波インバータ (10kHz, 50kW, 京セラ) サイリスタモータ式大容量換気設備完成 (恵那山) 	<ul style="list-style-type: none"> 国内初のサイリスタレオナード式エレベーター完成 世界最大のリアクトル形SVC (120MVA, 東鉄) 電鉄変電用再生インバータ完成 (神戸市地下鉄) GATT式高周波インバータ (10kHz, 50kW, 京セラ) サイリスタモータ式大容量換気設備完成 (恵那山) 	<ul style="list-style-type: none"> 国内初のサイリスタレオナード式エレベーター完成 世界最大のリアクトル形SVC (120MVA, 東鉄) 電鉄変電用再生インバータ完成 (神戸市地下鉄) GATT式高周波インバータ (10kHz, 50kW, 京セラ) サイリスタモータ式大容量換気設備完成 (恵那山) 	<ul style="list-style-type: none"> 国内初のサイリスタレオナード式エレベーター完成 世界最大のリアクトル形SVC (120MVA, 東鉄) 電鉄変電用再生インバータ完成 (神戸市地下鉄) GATT式高周波インバータ (10kHz, 50kW, 京セラ) サイリスタモータ式大容量換気設備完成 (恵那山) 	<ul style="list-style-type: none"> 国内初のサイリスタレオナード式エレベーター完成 世界最大のリアクトル形SVC (120MVA, 東鉄) 電鉄変電用再生インバータ完成 (神戸市地下鉄) GATT式高周波インバータ (10kHz, 50kW, 京セラ) サイリスタモータ式大容量換気設備完成 (恵那山) 	<ul style="list-style-type: none"> 国内初のサイリスタレオナード式エレベーター完成 世界最大のリアクトル形SVC (120MVA, 東鉄) 電鉄変電用再生インバータ完成 (神戸市地下鉄) GATT式高周波インバータ (10kHz, 50kW, 京セラ) サイリスタモータ式大容量換気設備完成 (恵那山) 	<ul style="list-style-type: none"> 国内初のサイリスタレオナード式エレベーター完成 世界最大のリアクトル形SVC (120MVA, 東鉄) 電鉄変電用再生インバータ完成 (神戸市地下鉄) GATT式高周波インバータ (10kHz, 50kW, 京セラ) サイリスタモータ式大容量換気設備完成 (恵那山) 	<ul style="list-style-type: none"> 国内初のサイリスタレオナード式エレベーター完成 世界最大のリアクトル形SVC (120MVA, 東鉄) 電鉄変電用再生インバータ完成 (神戸市地下鉄) GATT式高周波インバータ (10kHz, 50kW, 京セラ) サイリスタモータ式大容量換気設備完成 (恵那山) 	
<ul style="list-style-type: none"> GATT開発 (1200V, 400A, 6μs, 10kHz) 30μs タ開発 (140V, 250A) スタ開発 (2500V, 400/150A, 40μs) 	<ul style="list-style-type: none"> 大容量サイリスタ開発 (4000V, 2500A) パワートランジスタ開発 (500V, 200A) 	<ul style="list-style-type: none"> 大容量サイリスタ開発 (4000V, 2500A) パワートランジスタ開発 (500V, 200A) 	<ul style="list-style-type: none"> 大容量サイリスタ開発 (4000V, 2500A) パワートランジスタ開発 (500V, 200A) 	<ul style="list-style-type: none"> 大容量サイリスタ開発 (4000V, 2500A) パワートランジスタ開発 (500V, 200A) 	<ul style="list-style-type: none"> 大容量サイリスタ開発 (4000V, 2500A) パワートランジスタ開発 (500V, 200A) 	<ul style="list-style-type: none"> 大容量サイリスタ開発 (4000V, 2500A) パワートランジスタ開発 (500V, 200A) 	<ul style="list-style-type: none"> 大容量サイリスタ開発 (4000V, 2500A) パワートランジスタ開発 (500V, 200A) 	<ul style="list-style-type: none"> 大容量サイリスタ開発 (4000V, 2500A) パワートランジスタ開発 (500V, 200A) 	<ul style="list-style-type: none"> 大容量サイリスタ開発 (4000V, 2500A) パワートランジスタ開発 (500V, 200A) 	<ul style="list-style-type: none"> 大容量サイリスタ開発 (4000V, 2500A) パワートランジスタ開発 (500V, 200A) 	<ul style="list-style-type: none"> 大容量サイリスタ開発 (4000V, 2500A) パワートランジスタ開発 (500V, 200A) 	
<ul style="list-style-type: none"> GATT開発 (1200V, 400A, 6μs, 10kHz) 30μs タ開発 (140V, 250A) スタ開発 (2500V, 400/150A, 40μs) 	<ul style="list-style-type: none"> 大容量サイリスタ開発 (4000V, 2500A) パワートランジスタ開発 (500V, 200A) 	<ul style="list-style-type: none"> 大容量サイリスタ開発 (4000V, 2500A) パワートランジスタ開発 (500V, 200A) 	<ul style="list-style-type: none"> 大容量サイリスタ開発 (4000V, 2500A) パワートランジスタ開発 (500V, 200A) 	<ul style="list-style-type: none"> 大容量サイリスタ開発 (4000V, 2500A) パワートランジスタ開発 (500V, 200A) 	<ul style="list-style-type: none"> 大容量サイリスタ開発 (4000V, 2500A) パワートランジスタ開発 (500V, 200A) 	<ul style="list-style-type: none"> 大容量サイリスタ開発 (4000V, 2500A) パワートランジスタ開発 (500V, 200A) 	<ul style="list-style-type: none"> 大容量サイリスタ開発 (4000V, 2500A) パワートランジスタ開発 (500V, 200A) 	<ul style="list-style-type: none"> 大容量サイリスタ開発 (4000V, 2500A) パワートランジスタ開発 (500V, 200A) 	<ul style="list-style-type: none"> 大容量サイリスタ開発 (4000V, 2500A) パワートランジスタ開発 (500V, 200A) 	<ul style="list-style-type: none"> 大容量サイリスタ開発 (4000V, 2500A) パワートランジスタ開発 (500V, 200A) 	<ul style="list-style-type: none"> 大容量サイリスタ開発 (4000V, 2500A) パワートランジスタ開発 (500V, 200A) 	

になってゆくであろう。

(3) 高付加価値製品への変革

当初パワーエレクトロニクス変換器というハードウェアそのものが製品であったが、現在では応用システムを深く掘り下げて最適システムを構築するための技術力が不可欠であることが多い。変換装置そのもののハードウェア技術開発は、引き続き大きな課題であるが、一方応用分野のknow-howの確立が今までより一層重要となろう。パワーエレクトロニクスは単なるハードウェアの領域にとどまるものではなく、蓄積されたknow-howを集約した高付加価値の知識集約的商品へ変革してゆく可能性を持つものと考えられる。

(4) 理論と実用のギャップの縮小

マイクロエレクトロニクスの進歩により、高機能のデジタル制御が経済的に活用しうようになってきたため、理論上可能な制御方式は複雑なものでも容易に実用可能となってきた。そのため最先端の制御方式が、大規模システムに限らず、小さなシステムや家庭用の量産品にも、むしろ量産品にこそ、容易に活用されるようになる。このことは、システム構築において、より一層理論的なアプローチが重要であり、如何に優れたソフトウェアを実用化するかが、重要なポイントとなってくるということでもある。

(5) 先端技術量産商品がリードするイノベーション

我が国の得意とする先端技術を量産商品へ適用する動きは、パワーエ

レクトロニクスの世界でも進行しており、汎用VVVFやインバータエアコンがその代表的商品である。このような商品が大量に生産されるようになり、それに使用される技術が非量産製品に大きな影響を与えつつ、全体が発展してゆくパターンが一つの流れとなるものと考えられる。

(6) 高度先端技術開発プロジェクト関連の増大

核融合システム、燃料電池、太陽光発電などの新エネルギーシステム、新形二次電池や超電導コイルなどによるエネルギー蓄積システム、理科学研究用各種加速器、超高速鉄道電源システムなどの高度先端技術開発において、パワーエレクトロニクスは重要な要素技術であり、これらのプロジェクトに対応した大規模高性能変換器システムの開発課題は今後ますます増大し、多様化してくるものと考えられる。

(7) ライフサイクルの両極化

パワーエレクトロニクスはその要素技術と応用分野の両面において、急激な技術革新の真只中にあるため、その一つの極である生産数量の多い製品については、急激な製品寿命の短サイクル化が進行している。一方他の極である核融合システムや超高速鉄道システムなどの大規模未来技術開発分野では、中長期の展望に立ち、一定の懐妊期間の先行投資に耐える努力がますます必要になってきている。

(8) 貿易と技術移転の発展

パワーエレクトロニクスの輸出は現在比較的地味であるが、着実に伸びつ

展と明るい展望を示唆するものと言えるであろう。またその市場が数年前に比較し、非常に多様化してきたため、産業としての安定度も高いものに成長しつつあると言えるであろう。

5. むすび

以上パワーエレクトロニクスの歩みと展望について概説し、この分野が大きな将来の発展性を有することを述べた。

パワーエレクトロニクスには今後更に高機能、経済性、低公害性などの実現が要求されてくるであろう。これらのニーズを実現してゆくには、BIMOS, SITHを始めとする次世代パワーデバイス、より高速処理を可能とするゲートアレーやマイコンの実現、より高度な理論解析や制御システム技術及びシミュレーション解析技術の確立などが必要であろうが、これらの新技術のうち多くのものがここ数年のうちに本格的な実用期に入るものと考えられる。

パワーエレクトロニクスを生かした優れた応用システムは、ユーザーのニーズ面からの応用技術とメーカーのシーズ面からの設計・製造技術とが

一体になり、上記のような新技術を生かしきることによって初めて実現できるものではないかと考える。今日までの我が国のパワーエレクトロニクスの発展は、このような点に関し、ユーザー各位が我々メーカーを積極的にリードし、御支援いただいたことによるところが大きい。今後より一層の御理解と御指導をお願いする所である。

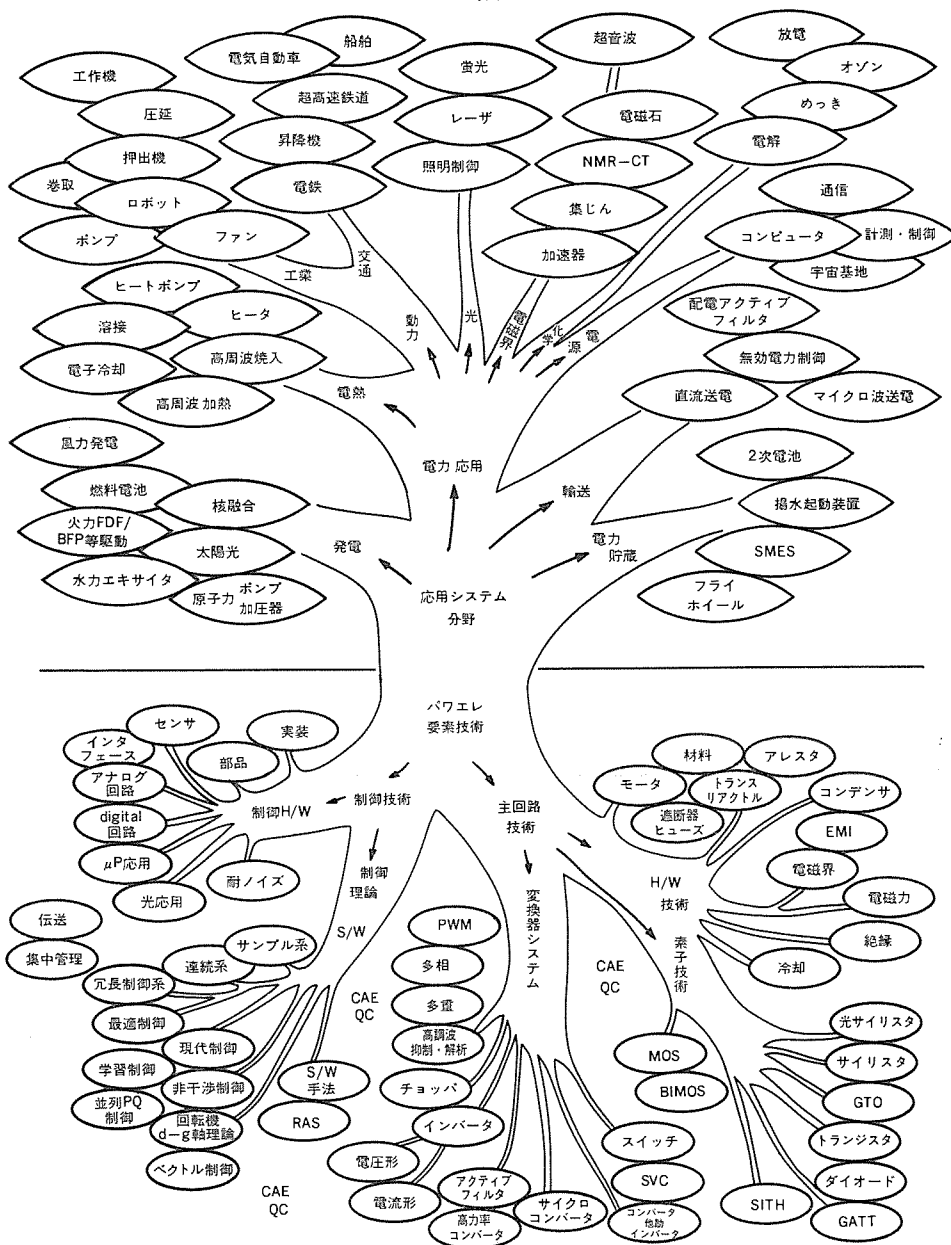


図 1. パワーエレクトロニクス技術のツリー

つあると思われる。今後も前に(5)項で述べた先端技術量産商品や自己消弧形素子など、我が国の先行する製品を中心として欧米への輸出と技術移転が増え、新しい段階へ発展してゆくであろう。また途上国の進出も含めて国際協力と分業の形態も増加してくると思われる。

以上述べたような動向は、いずれもパワーエレクトロニクスの将来の発

三菱GTOサイリスタシリーズとその特性

石堂 道治*・萩野 浩靖*・宮嶋 辰夫*

1. ま え が き

自己ターンオフ能力をもつゲートターンオフ (GTO) サイリスタは、チョップ装置やインバータ装置の小形軽量化、高性能化に適した素子として、最近パワートランジスタとともにパワーエレクトロニクスの分野において、実用化が積極的に進められるようになってきた。特に、GTOサイリスタはトランジスタに比べて、高耐圧化、大電流化に適した素子であるため、入力電圧が440V以上の高電圧ラインシステムの装置や数十kVA以上の大形装置を中心とした実用化が進められており、最近では、1,500Vラインの電車用VVVFインバータに実用化されるに至っている。

GTOサイリスタは、通常サイリスタの開発実用化が行われた20年以上も前に、既に原理的には実現可能な素子として考えられ、数A程度の小容量の素子は古くから実用化されていたが、大容量素子に関しては、製造技術的な面と価格的な面から通常サイリスタに比べて大幅に実用化が遅れた。しかし、この数年の超LSIの製造技術の発展に伴う微細加工技術の進歩と、電力用素子における大口径素子製造技術の進歩とによって、可制御オン電流2,000~3,000A、定格電圧2,500~4,500V⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾⁽⁴⁾の大電流、高耐圧素子が実現されるに至り、GTOサイリスタの実用化が急速に進展した。

図1. に三菱大電力GTOサイリスタシリーズの開発の歩みを示す。当社では1970年代後半から車両用インバータ・チョップ用途の素子を中心にGTOサイリスタの開発を開始し、この数年間、GTOサイリスタのシリーズ化の充実を図った。

ここでは、三菱大電力GTOサイリスタの製品系列とその特性を中心に紹介する。

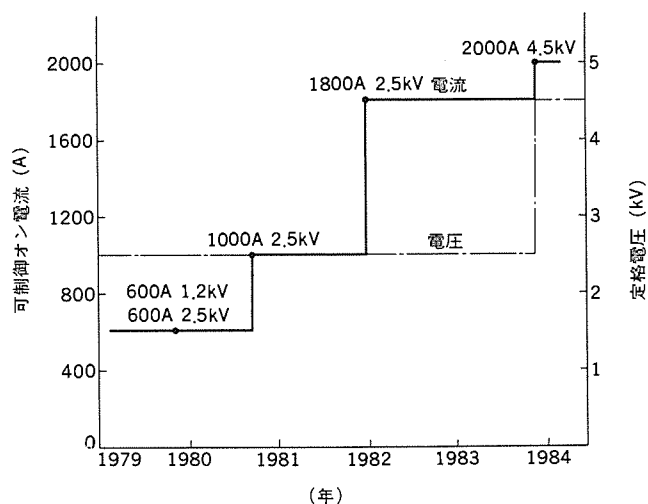


図1. 三菱大電力GTOサイリスタの推移

2. 三菱大電力GTOサイリスタの製品系列

表1. に当社の製品化されたGTOサイリスタの機種系列を示す。当社のGTOサイリスタは、構造上大別すると次の二つに分けられる。

表1. 三菱大電力GTOサイリスタ製品系列

製品系列	品 種	定格電圧 (V)	可制御オン電流 (A)
モジュール形 GTO サイリスタ	GM 100 DY	1,200	100
	GM 200 DY	1,200	200
逆阻止形	FG 600 C	2,500	600
	FG 1000 A	2,500	1,000
平形大容量	FG 450 BL	1,200	450
	FG 600 AL	1,200	600
	FG 600 AH	2,500	600
	FG 600 AV	4,500	600
GTO サイリスタ	FG 1000 AL	1,200	1,000
	FG 1000 AH	2,500	1,000
	FG 1800 AH	2,500	1,800
	FG 2000 AV	4,500	2,000

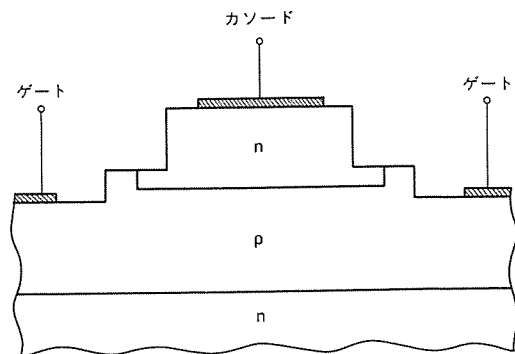


図2. ゲート・カソード接合の構造

2.1 モジュール形GTOサイリスタシリーズ

GM 100 DY と GM 200 DY は取扱が容易なモジュール構造を採用しており、次のような主な特長をもっている。

- (1) フライホイールダイオード付きGTOサイリスタを2個内蔵しており、インバータ装置やチョップ装置の回路構成が簡単に行える。
- (2) 主電極が金属ケース部と電気的に完全に絶縁されているので、複数個のGTOサイリスタモジュールを同一の放熱体に直に取り付けられるので、インバータ装置やチョップ装置の小形化が図れる。
- (3) 主接合にガラスパッシベーションが採用されており、樹脂モールドであるにもかかわらず機器用として十分な高信頼度を保有している。

2.2 大容量GTOサイリスタシリーズ

可制御オン電流が450Aを超える大容量素子は、平形圧接構造が用いられている。この大容量GTOサイリスタはゲートトリガ電流を小さく、かつターンオフ能力を向上させるために、ゲートカソード構造には、図2. に示すような当社独自の構造が採用されている⁽⁴⁾。更に、当社の大容量GTOサイリスタには次のような二つのタイプがある。

(1) 逆阻止形平形GTOサイリスタ

このグループに属する素子は、FG 600 C と FG 1000 A で500Vの逆阻止耐圧をもっているため、装置構成上素子への逆電圧の印加が避けられない場合に用いると装置が簡略化できる。

(2) 逆導電形平形GTOサイリスタ

* 北伊丹製作所

このグループに属する素子は、FG 600 AL や FG 600 AH で代表され、その特長は次のとおりである。

(a) オン電圧が低いため、逆阻止形 GTO サイリスタに比較して定

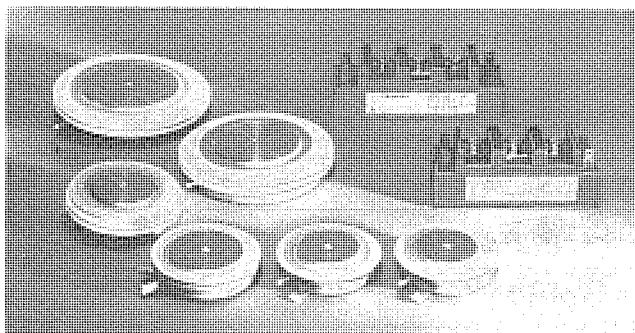


図 3. 三菱大電力 GTO サイリスタシリーズの外観

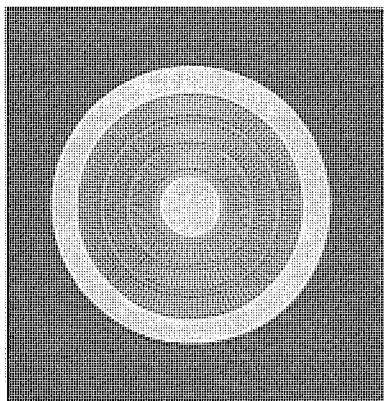


図 4. FG 600 AH のペレット外観

常オン損失が小さくなっている。

(b) テール電流の減衰が速いため、許容最小ターンオフ期間が短く設計し得るので、インバータ装置やチョップ装置に用いる場合、装置の効率を向上し得る。

三菱大電力 GTO サイリスタシリーズの外観を図 3. に、また三菱大電力 GTO サイリスタの代表品種である FG 600 AH のペレットの外観を図 4. に示す。

3. 電氣的定格と特性

表 2. に、三菱大電力 GTO サイリスタの主要定格・特性表を示す。これらの GTO サイリスタについて、GTO サイリスタ特有の定格・特性項目について説明する。

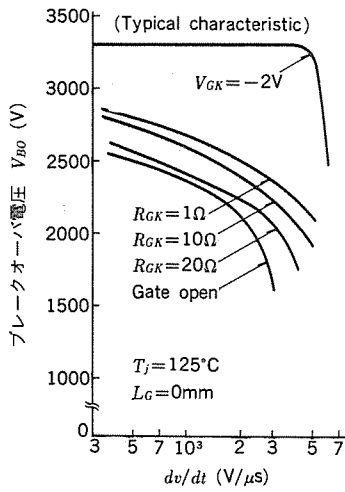
3.1 定格電圧

GTO サイリスタは、ゲート・陰極間に逆電圧を印加して自己ターンオフさせる素子であるから、この逆電圧が有効に印加できるように、一般のサイリスタに常用されている短絡エミッタ構造を採用していない。このため、 dv/dt 耐量や定格電圧は、ゲート・陰極間に 2V の逆電圧を印加することを条件として保証されている。したがって、実使用においては、原則として素子のオフ期間中は連続してゲート・陰極間に逆電圧を印加しておく必要がある。

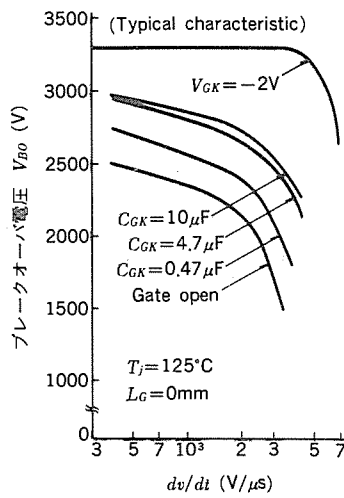
一方、ゲート・陰極間に逆電圧を印加しない条件下では、ゲート・陰極間に存在するインピーダンスによって、耐圧の温度特性や dv/dt 特性が大きく変化する。図 5. は FG 1800 AH を例にとり、ゲート・陰極間のインピーダンス条件と、 dv/dt 耐量の関係の一例を示したものであり、ゲート・陰極間に逆電圧を印加しなくても、適切なインピーダンスに設定すれば十分高い dv/dt 耐量が得られることが分かる。

表 2. 三菱 GTO サイリスタの主要定格特性一覧表

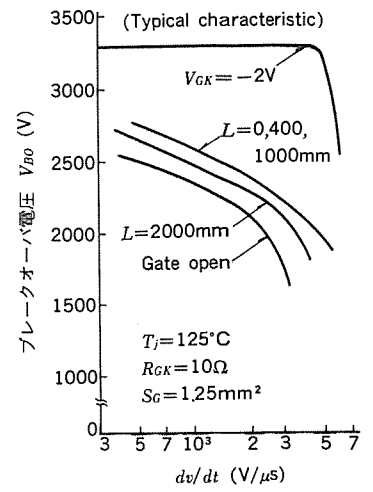
記号	項目	単位	GM100DY	GM200DY	FG450BL	FG600AL	FG600AH	FG600C	FG1000AL	FG1000AH	FG1000A	FG1800AH
V_{DRM}	ピーク繰返しオフ電圧	V	800~1,200	800~1,200	800~1,600	800~1,600	2,000, 2,500	2,000, 2,500	800~1,600	2,000, 2,500	2,000, 2,500	2,000, 2,500
V_{RRM}	ピーク繰返し逆電圧	V	15	15	15	15	15	500	15	15	500	15
I_{TQ}	可制御オン電流	A	100	200	450	600	600	600	1,000	1,000	1,000	1,800
	I_{CQ}	A	20	40	90	120	120	120	200	200	200	360
	C_S	μF	0.1	0.47	2.0	2.0	2.0	2.0	3.0	2.0	2.0	4.0
	L_S	μH	0.1	0.1	0.4	0.3	0.3	0.3	0.3	0.3	0.3	0.2
$I_{T(RMS)}$	実効オン電流	A	31	70	200	270	270	270	450	450	450	860
I_{TSM}	サージオン電流	A	400	500	2,500	5,000	5,000	5,000	7,000	7,000	7,000	11,000
di/dt	臨界オン電流上昇率	A/ μs	200	200	200	200	200	200	200	200	200	300
	I_{GM}	A	4	8	10	15	15	15	15	15	15	30
	diG/dt	A/ μs	4	4	5	5	5	5	5	5	5	10
I_{DRM}	オフ電流	mA	10	30	60	80	100	100	100	100	100	120
V_{TM}	オン電圧	V	4.5	4.3	2.5	2.2	2.5	3.2	2.2	2.5	3.5	3.0
	I_{TM}	A	100	200	450	600	600	600	1,000	1,000	1,000	1,800
I_{GT}	ゲートトリガ電流	A	0.4	0.9	1.0	2.0	2.0	2.0	2.0	3.0	3.0	4.0
V_{GT}	ゲートトリガ電圧	V	1.5	1.5	3.0	3.0	3.0	3.0	3.0	3.0	3.0	3.0
t_{on}	ターンオン時間	μs	4.0	4.0	10	10	10	10	10	10	10	10
t_{off}	ターンオフ時間	μs	8.0	10	15	15	20	20	15	20	20	30
	I_{TM}	A	100	200	450	600	600	600	1,000	1,000	1,000	1,800
	$-diG/dt$	A/ μs	15	15	20	20	20	20	20	20	20	30
G_{GQ}	ターンオフゲイン	—	5	5	5	5	5	5	5	5	5	5
T_j	接合温度	$^{\circ}C$	-40~+125	-40~+125	-40~+125	-40~+125	-40~+125	-40~+115	-40~+125	-40~+125	-40~+115	-40~+125
$R_{th(j-f)}$	熱抵抗	$^{\circ}C/W$	0.7	0.35	0.09	0.055	0.055	0.055	0.045	0.04	0.04	0.024



(a) ゲート・陰極間抵抗による変化



(b) ゲート・陰極間コンデンサによる変化



(c) ゲート・配線長による変化

図 5. FG 1800 AH の dv/dt 耐量, ゲート・陰極間インピーダンスによる変化

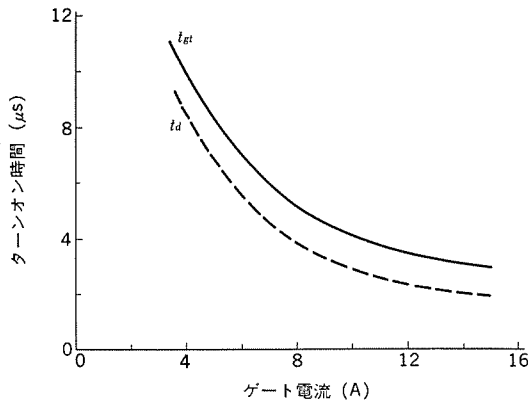


図 6. ゲート駆動によるターンオン時間の変化 (FG 1000 A)

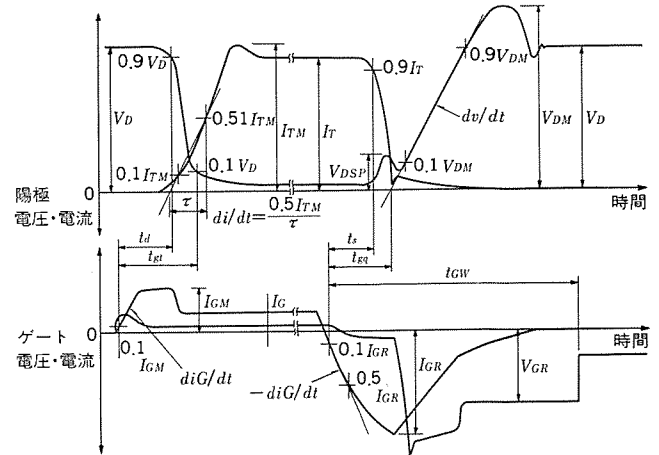


図 8. GTO サイリスタの動作波形各部の規定

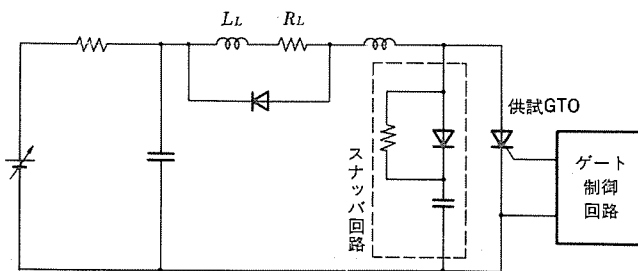


図 7. ターンオフ試験基本回路

ゲートトリガ電流が大きくなる。このため、十分なゲート駆動を与えないと、 di/dt 耐量の低下、スイッチング損失及びターンオン時間の増加をまねく。図 6. は、FG 1000 A のゲート駆動条件によるターンオン特性の一例を示している。同図から、ターンオン時間が飽和するのに必要なゲート電流は、ゲートトリガ電流の 5 倍程度であることが分かる。

以上のような理由から、GTO サイリスタのゲート入力は後述の図 8. に示すような波形が推奨される。

3.2 オン状態特性

一般に GTO サイリスタは、pnpn からなる四層のサイリスタ構造ではあるが、ゲートターンオフ能力を向上させるため、オン状態の維持に対し、陰極側の npn トランジスタが支配的になるように設計されている。このため、GTO サイリスタは、ターンオンゲインが低く、ラッチング電流 I_L が比較的大きくなり、オン電流の低い領域ではトランジスタ動作を示し、十分大きなオン電流領域 (I_L 以上) でサイリスタ動作を開始する。したがって、負荷電流の変動が大きく、オン電流が I_L を超えないような動作モードの生ずる場合には、ゲート電流を連続電流として供給する必要がある。

また、GTO サイリスタはゲート周辺長が長いので、単位ゲート周辺長当りのゲート電流密度が極めて低くなり、通常のサイリスタに比べ

3.3 ターンオフ特性

GTO サイリスタにおいて最も重要な特性は、ゲートターンオフ特性であるが、この評価には図 7. に示すような回路が用いられる。同図において、 R_L , L_L は誘導負荷を模擬したものであり、遅れ電流を流すことで供試 GTO サイリスタにかかる電圧責務を厳しくし、図 8. に示すような動作波形が得られるようになっており、実使用回路と等価なターンオフ条件を設定できるようになっている。GTO サイリスタのターンオフ特性に影響を与える主なパラメータとして、①オン電流、②ゲート逆電流上昇率、③接合温度、④印加電圧、⑤スナッチ回路などが挙げられる。

図 9. は、各素子のオン電流に対するターンオフ時間の変化の一例を示したものであり、オン電流が増すにつれて、蓄積時間、下降時

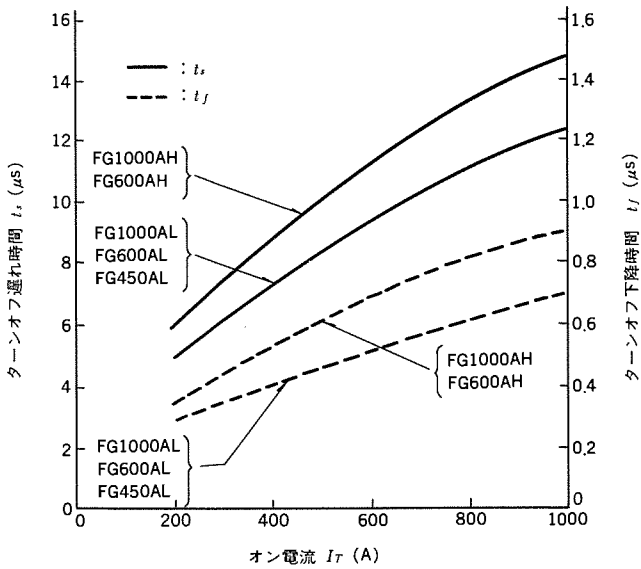


図 9. ターンオフ 時間対 オン 電流 (代表例)

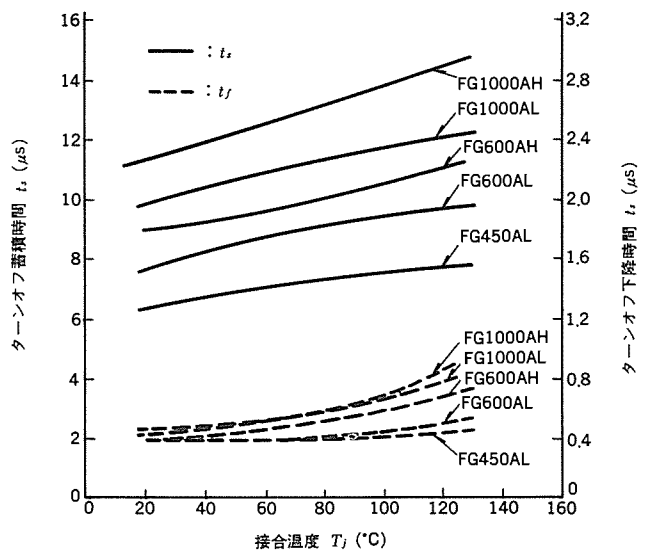


図 12. ターンオフ 時間対 接合温度 (代表例)

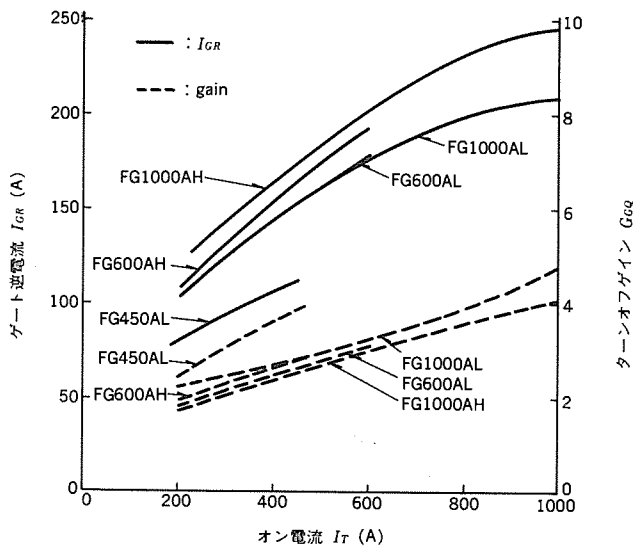


図 10. ゲート 逆電流と ターンオフゲイン 対 オン 電流 (代表例)

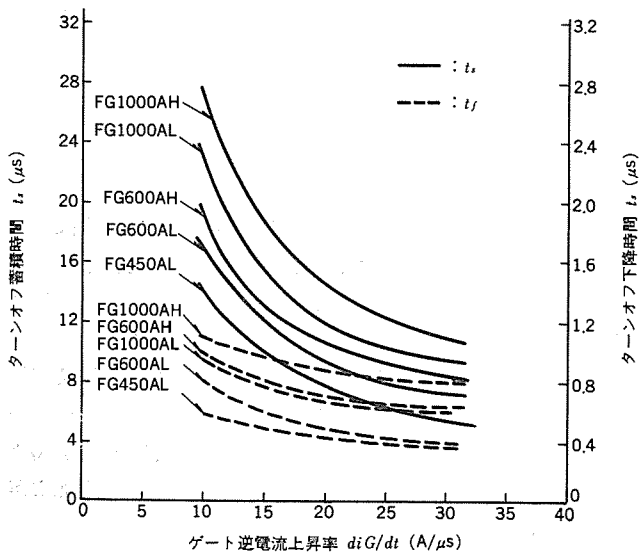


図 11. ターンオフ 時間対 ゲート 逆電流上昇率 (代表例)

間は増加している。

図 10. は、各素子の オン 電流に対する ゲート 逆電流と見掛けのターンオフゲインの関係の一例を示したものであり、オン電流の増加につれて、ゲート逆電流が増加するとともに見掛けのターンオフゲインが上昇し、ターンオフ責務が厳しくなっていくことを示している。

図 11. は、各素子の ゲート 逆電流上昇率に対 ターンオフ する時間の变化の一例を示したものであり、ゲート逆電流上昇率が増加するにつれて、蓄積時間、下降時間は減少することを示している。

図 12. は、各素子の 接合温度に対する ターンオフ 時間の变化の一例を示したものであり、接合温度が上昇するにつれて、蓄積時間、下降時間は増加している。

4. GTO サイリスタの応用

GTO サイリスタを使用するうえで最も重要なことは、ターンオフ時に素子に加わる責務を極力軽減することである。このために設計上注意を要することは、スナッパ回路とゲート駆動回路の設計を単なる数値設計にとどめず、機構設計も含めて十分な検討を行うことである。

4.1 ゲート駆動回路

GTO サイリスタの推奨ゲート駆動波形は、図 8. に示したような波形であるが、重要なのはターンオフ特性を左右する逆電流波形である。GTO サイリスタの遮断能力を最大限に発揮させるためには、逆電流上昇率が十分大きく、ターンオフゲインから決まるゲート逆電流を十分供給でき、素子のターンオフが完了するまでの十分の期間逆バイアスを供給できるような逆バイアス回路が必要である。

このような前提条件をもとに、各機種に対する $-diG/dt$, I_{GR} , t_{GW} の推奨値を表 3. のように定めている。

4.2 スナッパ回路

スナッパ回路は、GTO サイリスタのターンオフ時に発生する電圧波形の変動を十分吸収し得る能力をもっていなければならない。このための条件は、回路電圧降下が十分低く、配線の浮遊インダクタンスが小さくてターンオフ初期のスパイク電圧の発生が少なく、サージ電圧の吸収能力が優れていることである。

GTO サイリスタのスナッパ回路としては、図 13. に示すような回路が推奨されるが、この回路に含まれる浮遊インダクタンスが、素子の遮

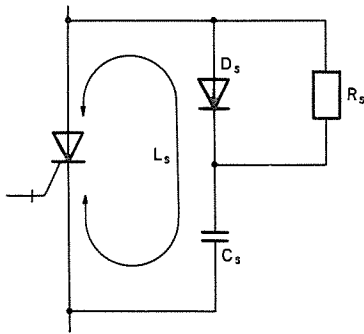


図 13. GTO サイリスタのスナッチ回路

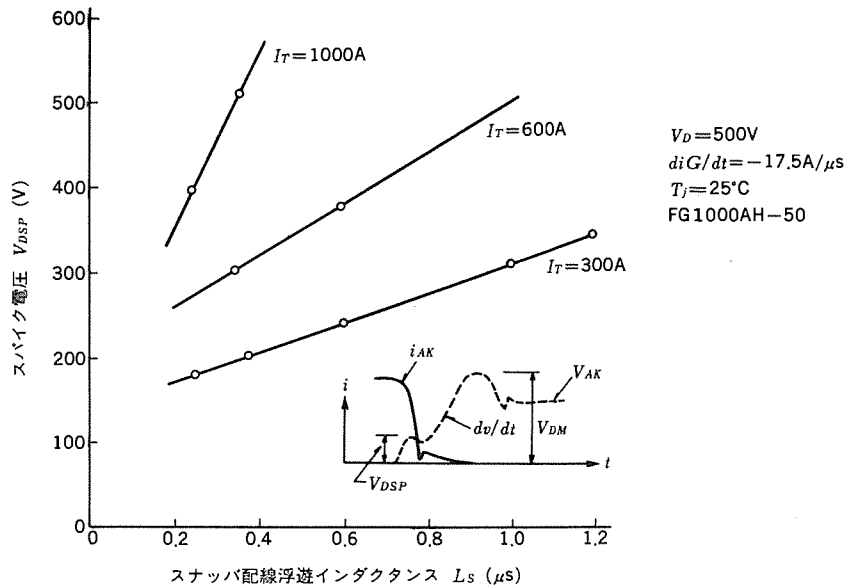


図 14. ターンオフ時スパイク電圧対スナッチ配線浮遊インダクタンスの関係の一例

表 3. GTO サイリスタの推奨ゲート駆動条件

機種	オンゲート駆動			オフゲート駆動		
	di/dt (A/ μs)	I_{GM} (A)	I_G (A)	$-di/dt$ (A/ μs)	I_{GR} (A)	t_{GW} (μs)
GM 100 DY	4	4	0.6	15	30	25
GM 200 DY	4	8	1.4	15	70	30
FG 450 BL	5	10	1.5	20	150	45
FG 600 AL	5	15	3.0	20	200	50
FG 600 AH	5	15	3.0	20	250	60
FG 600 C	5	15	3.0	20	250	130
FG 1000 AL	5	15	4.5	20	330	60
FG 1000 AH	5	15	4.5	20	330	60
FG 1000 A	5	15	4.5	20	330	130
FG 1800 AH	10	30	6.0	30	500	60

の一例を示したものであり、浮遊インダクタンスの値がスパイク電圧を支配することを示している。

5. む す び

以上当社の大電力 GTO サイリスタの製品の特長と、その主要定格特性を中心に紹介した。三菱大電力 GTO サイリスタシリーズは、その特長から、車両用インバータ、チョップをはじめとして各応用機器に適用されてきている。特に、大電力 GTO サイリスタの応用上のキーポイントは、素子特性とゲート駆動回路条件や、スナッチ回路条件、素子の保護などとの協調をいかにうまく図るかにある。このことは、GTO サイリスタが大電流化されればされる程重要になってくる。4,500 V GTO サイリスタの実用化も既に開始されるに至り、今後 GTO サイリスタ応用を拡大していくには、素子自体の性能向上とともに、ゲート駆動回路やスナッチ回路などの性能向上が重要である。

参 考 文 献

- (1) Tada : IPEC-Tokyo '83, p. 54~64 (1983)
- (2) Yatuo : IPEC-Tokyo '83 p. 65~74 (1983)
- (3) Shinohe : IPEC-Tokyo '83 p. 75~86 (1983)
- (4) Tokunoh : IEE 234 POWER ELECTRONICS AND VARIABLE-SPEED DRIVES, p. 11~14 (1984)

断性能に大きく影響を与える。すなわち、ターンオフ初期に発生するスパイク電圧は、スナッチ回路の配線インダクタンスと、オン電流の遮断速度 (GTO サイリスタの下降時間) によって決まり、これが素子の遮断性能に大きく影響するため、スナッチ回路のインダクタンスを規定値以下に抑制しておくことが重要である。

図 14. は、スナッチ回路の浮遊インダクタンスとスパイク電圧との関連

車両推進制御装置におけるGTOの応用

居 蔵 和 徳*・金 田 順 一 郎*・四 方 進*・小 尾 秀 夫*

1. ま え が き

鉄道車両におけるパワーエレクトロニクス発展過程では、電力変換制御技術の開発が中心となっている。1960年代の交流電気車へのシリコンダイオード及びサイリスタの適用に始まり、1970年代には直流電気車のチョップ制御が実用化され、更に1980年代には直流電気車のVVVF(可変電圧可変周波数)インバータによる交流誘導電動機駆動制御が本格的な実用化の段階を迎えている。この発展をささえる主役が電力用半導体とその応用技術である。

電力用半導体の性能は年を追って向上し、高耐圧化・大容量化・高速化の進歩に著しいものがある。更に、この間、素子の設計・製造技術の進歩と応用技術の蓄積により、信頼度も向上した。この結果、使用素子数の低減、周辺部品の簡素化により車両推進制御装置の小形軽量化及び信頼度の向上が着実に実現されてきた。

最近では、転流回路が不要な自己消弧素子であるGTOを用いて装置の高周波化や回路の簡素化を図ることにより、更に小形軽量化で効率の高い装置が実用化されつつある。当社では、これらの要求にこたえるため、1983年に4,500V・2,000Aクラスの世界最大容量のGTOの実用化に成功した。

ここでは、4象限チョップ及びVVVFインバータを中心に、車両推進制御装置におけるGTOの応用について紹介する。

2. 車両用電力半導体の歴史

車両推進制御装置の歴史は、サイリスタを始めとする電力半導体の歴史でもあり、制御装置の小形軽量化・高効率化は電力半導体の高耐圧化・大容量化・高速化に依存するところ大である。

図1.に当社におけるチョップ制御装置とVVVFインバータ制御装置の主な開発の経緯と逆導通サイリスタ及びGTOの性能向上の歴史とを年代順にまとめている。GTOについては、1980年に1,200V、600AのGTOを開発して以来、年を追って高耐圧化・大容量化に成功し、1983年には1,500Vインバータ電車において165kW級誘導電動機4台を1S1Pで制御可能な4,500V・2,000Aの世界最大容量

表 1. GTO の主要定格

項 目	FG 2000 AV-90	FG 1800 AH-50	FG 1000 AH-50
ピーク操返しオフ電圧 (V)	4,500	2,500	2,500
可制御陽極電流 (A)	2,000	1,800	1,000
実効オン電流 (A)	700	660	600
サージオン電流 (A)	7,000	11,000	7,000
ターンオフ時間 (μs)	30	20	15
ターンオフゲイン	5	5	5

(RBT: 逆阻止サイリスタ)
(RCT: 逆導通サイリスタ)

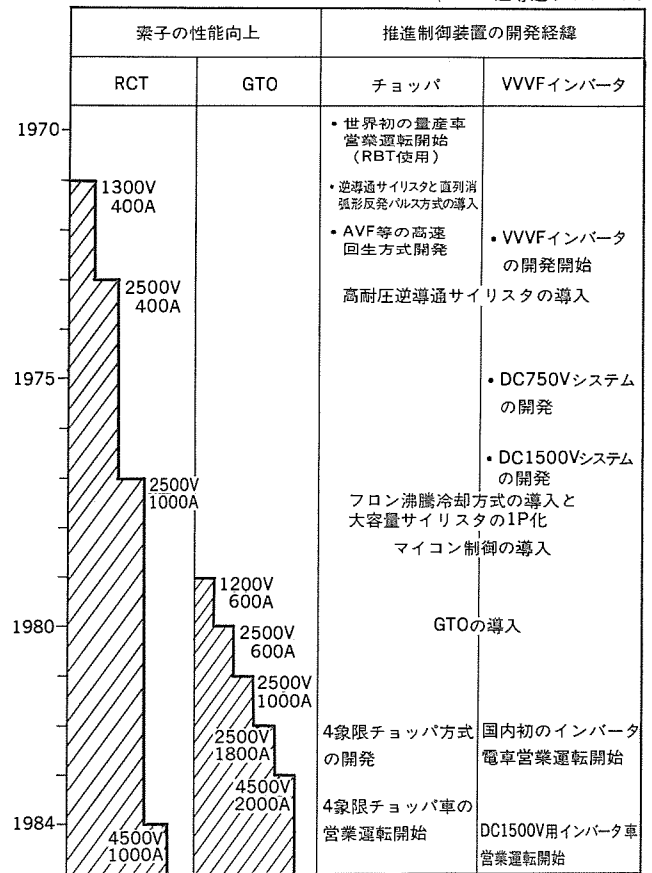


図 1. 素子の性能向上と制御装置の開発経緯

量のGTOの実用化に成功した(表1.)。

3. 車両用制御装置へのGTOの応用

高周波4象限チョップやVVVFインバータなどの車両用制御装置に、GTOを応用するときの利点及びGTOの応用技術上考慮すべき事項について、その要点を述べる。

3.1 GTO 応用の利点

(1) 転流回路が不要であるので、主回路の簡素化、機器の小形軽量化・高効率化が可能である。転流電流が流れないので騒音が大幅に低減される。

(2) ターンオフ時間が短いので装置の高周波化が可能となり、リアクトルの省略、性能の向上が可能となる。

3.2 GTO 定格と装置定格

車両用制御装置の設計においては、与えられた車両性能を満足し、かつ小形軽量化で信頼性の高い装置とすることが必要であるが、使用するGTOの定格と装置の定格あるいは最大出力との関係を明確にして、最適のシステムとすることが重要なポイントとなる。図2.にVVVFインバータシステムの検討における、GTOの定格と装置の定格と

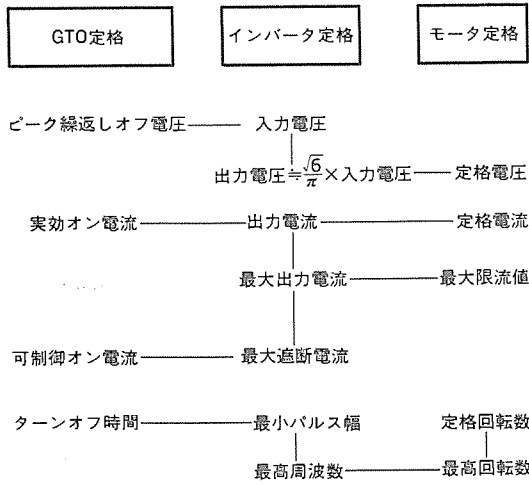


図 2. GTO 定格と装置の定格との関係

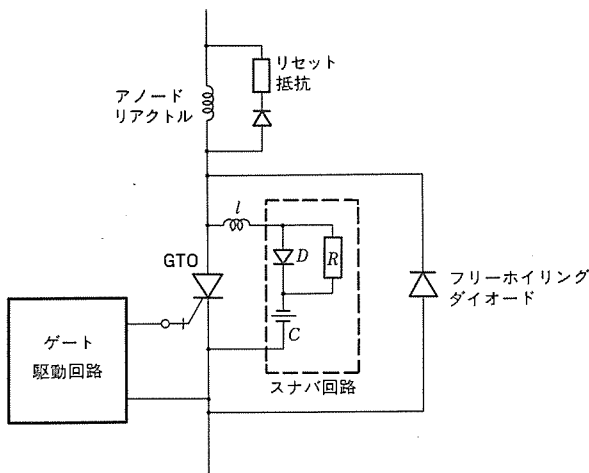


図 3. GTO 及び周辺回路

の関係を示す。高周波チョップシステムにおいても同様の検討が必要である。

3.3 GTO と周辺回路

GTO の性能、特に遮断性能は、使用するスナバ回路やゲート駆動回路の特性に強く依存しているため、使用条件を考慮して最適な周辺回路を設計する必要がある。

3.3.1 スナバ回路

図 3. に示すように GTO のスナバ回路は、ダイオード D 、抵抗 R 、コンデンサ C からなる有極性回路としている。通常、スナバコンデンサ C を大きくすると、ターンオフ時の再印加オフ電圧上昇率 dv/dt が抑制されるので、ターンオフ電流 I_{TQ} が高くなるとともにテール期間中のスイッチング損失が低減される。素子保護の点からは C の値は大きい方が望ましいが、スナバ回路の損失は C の値に比例するので、効率の点からは可能な限り小さくすることが好ましい。したがって C の値は、素子の特性、スナバ回路のハードウェア構成などを総合的に考慮して決定する必要がある。

一方、浮遊インダクタンス l が大きいと大きなスパイク電圧 V_{SP} が発生し、この V_{SP} が過大になると素子が破壊するため、GTO の大電流化を考える場合 l を極力小さくすることが必要である。例えば 2,000~3,000 A クラスの GTO の場合、 l は 0.2~0.3 μ H 以下にするのが望ましく、単にスナバ回路の配線を短くするだけでなく、スナ

バコンデンサ C 、スナバダイオード D 及び GTO 自身のインダクタンスも十分に小さくすることが重要である。また抵抗 R は、ターンオン時 C に蓄えられた電荷が GTO を通って放電するときの電流抑制に必要であるが、GTO の最小オン時間は定数 $C \cdot R$ の数倍以上として、ターンオン時にスナバコンデンサ電圧が十分に放電しているように設定する必要がある。

3.3.2 フリーホイリングダイオード

インバータ回路においては、GTO オフ時にモータ電流を断続させることなく環流させるために、GTO に逆並列にフリーホイリングダイオードを接続する。このフリーホイリングダイオードに電流が流れているとき、対アームの GTO がターンオンするとフリーホイリングダイオードが逆阻止能力を回復するまで逆回復電流により、上下アームが短絡状態となりスパイク状に大電流が流れるので、損失の増加はもとより、ゲートトランスなどの浮遊容量を介してノイズが低圧回路に混入し、ゲート制御回路の誤動作を招くとともに、直達雑音として信号・保安機器に障害を与える可能性があるため、この電流を少なくするために逆回復時間の短いファストリカバリダイオードを用いる必要がある。

3.3.3 アノードリアクトル

インバータ回路においては、上下アーム短絡事故時に電源短絡となり過大な電流が流れ素子が破壊する恐れがある。特に GTO の場合は、一般に通常のサイリスタに比べてサージ耐量が少ないので注意しなければならない。このため、GTO に直列にアノードリアクトルを挿入して事故電流の立ち上りを抑制するとともに、フィルタコンデンサの容量や高速度遮断器の遮断特性などを考慮した保護協調が必要である。このアノードリアクトルは、通常動作時の di/dt を抑制する働きをもっているが、ターンオフ時にリアクトルに蓄積されたエネルギーでスナバ回路の電圧を上昇させるので、逆並列にフリーホイリングダイオードを接続する。

3.3.4 ゲート駆動回路

GTO の性能は、ゲート電流に大きく依存する(図 4.)。したがって GTO を確実にターンオン、ターンオフさせるためには、その GTO に最適なゲート電流を供給する必要がある。ターンオン時には、通常のサイリスタと同じくハイゲート電流を流して、ゲートの広がりやすくしてターンオン損失を低減するとともに、オン期間中は比較的小さなオンゲート電流を流し続ける必要がある。これは、チョップ制御において小電流領域でモータ電流が断続する場合に GTO のオン状態を確実に持続させるために、またインバータ制御においてはモータ電流が零点を横切る際に電流が逆並列ダイオードから GTO へ移行するときに、GTO のオンゲート電流が必要である。ターンオフ時には、負のゲート電流を流してターンオフさせるが、GTO を確実にターンオフさせるためには、

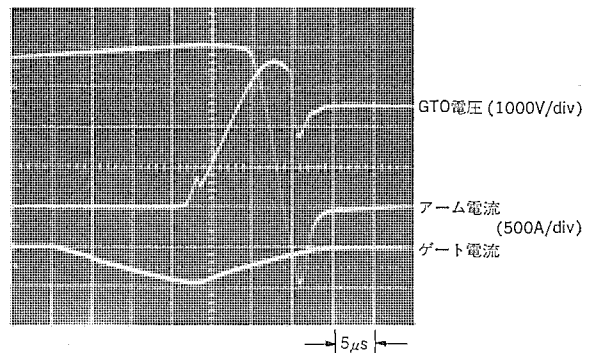


図 4. 電流遮断波形 (4,500 V 2,000 A GTO)

表 2. 4象限チョップ・VVVFインバータ主要要目

機種		4象限チョップ				VVVFインバータ	
電車線電圧		750 V		1,500 V		750 V	1,500 V
適用例		営団銀座線01系		パルセロナ地下鉄		大阪市交通局20系 東大阪生駒電鉄7000形	近畿日本鉄道1250形
制御容量		120 kW×4		160 kW×4		140 kW×2×2	165 kW×4
制御周波数		300 ↔ 600 ↔ 1,200 Hz		200 ↔ 400 ↔ 800 Hz		2~105 Hz (最大変調周波数 650 Hz)	2~150 Hz (最大変調周波数 650 Hz)
ア イ ム 構 成		電機子	界磁	電機子	界磁		
	素子定格	2,500 V 1,800 A	2,500 V 600 A	4,500 V 2,000 A	4,500 V 600 A	2,500 V 1,800 A	4,500 V 2,000 A
	素子構成	1S1P2G	1S1P4A1G	1S1P1G	1S1P4A1G	1S1P6A2G	1S1P6A1G

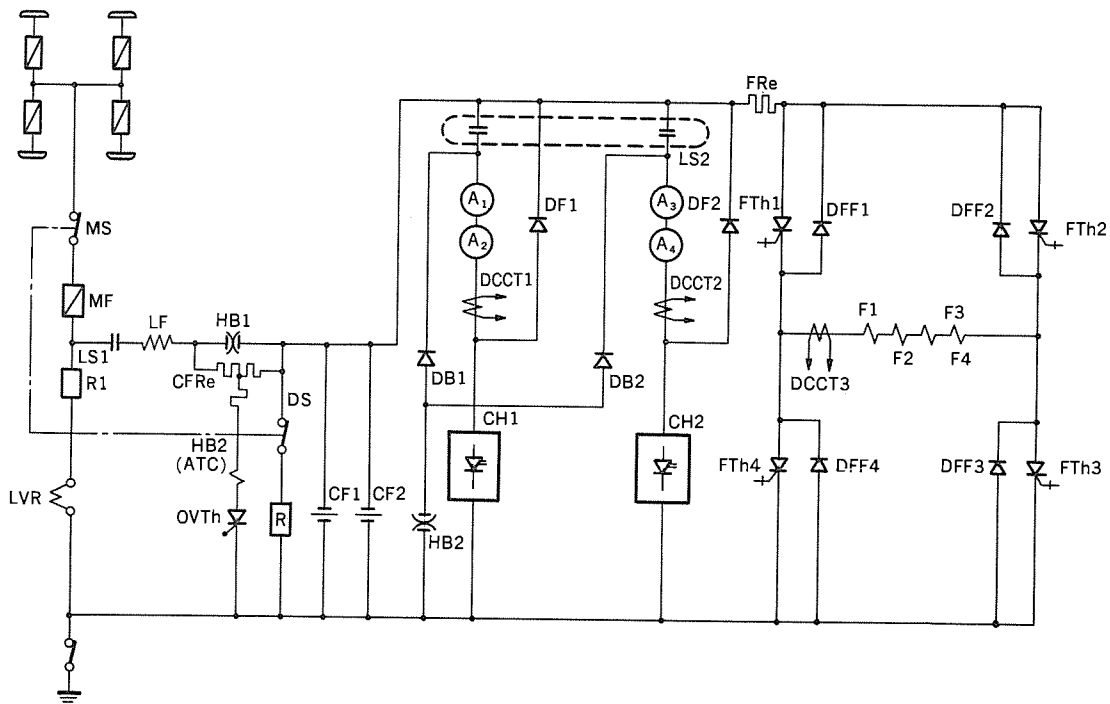


図 5. 高周波4象限チョップ主回路

素子内の過剰キャリアを素早く外部に排出する必要があり、オフゲート電流の di/dt を十分大きくするとともに所定のゲートターンオフ電流を流す必要がある。

4. 車両推進制御装置への応用例 (表 2.)

4.1 高周波4象限チョップへの応用

4.1.1 システムの概要

電気車のチョップ制御方式は、消費電力の削減、無接点化による保守の簡易化、更に円滑な連続制御による制御性の向上を利点として直流電気車に広く実用化されている。このような優れた性能を持つチョップ制御装置にGTOを適用すると転流回路が無くなること、チョップ周波数の大幅な増加が可能になることにより、装置の小形軽量化や効率の向上が図れる。今回実用化した高周波4象限チョップ制御方式は、図5.に示すように直流他励電動機の電機子は、GTOを用いた高周波チョップに主平滑リアクトル無しで直接接続され、他励界磁巻線は4アームのGTOで構成された界磁チョップに接続され、界

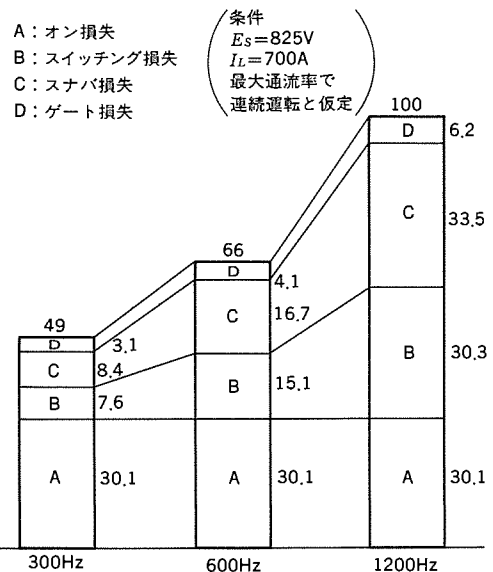


図 6. GTO 発生損失の比較

磁の電流量と電流方向を連続的に切り換えることができる。高周波4象限チョップは従来のチョップに比べて、高周波化による装置の大幅な小形軽量化、力行、ブレーキ切換の無接点化による保守性の向上、界磁電流を連続制御することによる車両性能の向上が図れるという特長をもっている。

4. 1. 2 GTO 応用上の特徴

GTO を高周波チョップに適用する場合、スイッチング損失の増加に留意する必要がある。GTO の発生する損失は、ターンオン、ターンオフに伴うスイッチング損失、オン電流によるオン損失がある。更にGTO周辺回路で発生する主な損失として、ゲート回路で発生するゲート損失とスナバ回路の損失がある。チョップ周波数を300 Hz、600 Hz、1,200 Hzとした場合のGTOの発生損失を図6.にまとめた。チョップ周波数が1 kHzを越えると、オン損失とスイッチング損失がほぼ同一の比率となるため、制御可能な電流に上限が生ずる。したがって、GTOを高周波チョップに使用する上で次の項目を実施した。

- (1) 効率の良い冷却フィンを使用したフロン沸騰冷却技術の実用化。
- (2) 通流率の大きい制御領域では脈流率は低下するので、チョップ周波数を低減して総合損失の増加を抑制した。営団銀座線チョップ車では、通常のチョップ周波数1,200 Hz/相を最大通流率の制御領域では300 Hz/相とした。

4. 1. 3 GTO 保護の考え方

高周波4象限チョップ装置では、電機子回路の過大電流を検知すると電機子チョップと界磁チョップを同時にオフする保護方式としている。営団銀座線チョップ車では、過電流検知のセット値は950 Aであり、検出遅れ時間を考慮しても最大可制御電流1,800 Aの範囲内で十分に事故電流を遮断可能であり、過大電流の持続を防いで事故を拡大することなく主電動機とGTOの保護が可能である。界磁チョップのオフは、万一、電機子チョップに不具合が生じ、電機子巻線の短絡事故が発生しても界磁電流を速やかに減衰させて、電機子電流の上昇を抑制し主電動機を過大電流事故から保護するためである。界磁チョップ用GTOの誤点弧によって生ずる電源短絡事故は、界磁チョップのアームの両端電圧が無くなったことで検知する。検知後、直ちにゲートホールド信号が指令され、界磁チョップ用GTOは、検知時点でのゲートの状態(オン又はオフ)を保持する。短絡電流は、界磁チョップに直列に接続された抵抗器によってサージ耐量以下の電流に制限されるので素子の保護が可能となる。

4. 1. 4 工場試験結果

図8.(a)に工場試験における力行時のオシログラムを示す。電機子チョップ制御から界磁チョップ制御への切替及び界磁チョップ制御領域における制御モードの移行も円滑に行われている。起動時及びノッチオフ時は周波数制御を併用しているため、滑らかな電流制御が行われている。

4. 2 VVVF インバータへの応用

4. 2. 1 システムの概要

直流電動機を使用した車両推進制御システムにおいては、保守性の向上に限度がある。このため新しいシステムとして、VVVFインバータによる誘導電動機駆動方式が注目されている。誘導電動機には整流子が無く定期的な手入れ、部品取替えが不要となるばかりでなく、電動機定格回転数を高く設定でき小形軽量化を図ることができる。更にインバータとして電圧形インバータを適用すると、前進・後進切換はもとより力行・回生ブレーキ切換用の主回路スイッチが不要となるの

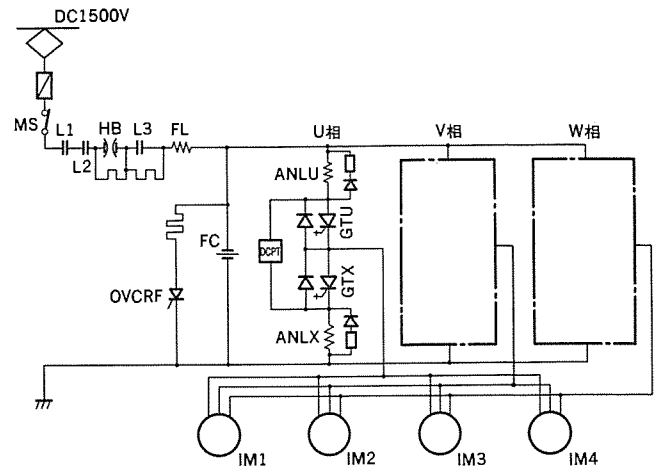


図 7. VVVF インバータ主回路

で、システム全体として大幅なメンテナンスフリー化が可能となる。近年開発された大容量GTOは、その自己ターンオフ特性により高周波化、主回路構成の単純化が図れ、応答性の良い電圧形高周波パルス幅変調インバータを実現可能なものとした。

図7.にDC1,500V用VVVFインバータの主回路図を示す。GTOは各アーム1S1Pで使用し、上下アーム短絡時の過大電流を抑制するためにアノードリアクトルを直列に挿入している。

4. 2. 2 応用上の特徴

電圧形インバータにGTOを応用する上での特徴の一つは、最大遮断電流と平均電流との比がチョップに比べて大きくなる点にある。すなわち、インバータ負荷は誘導電動機のみで低インピーダンス回路となり、電流リップルが他の用途と比較して大きくなり最大遮断電流が増加する。このため、可制御オン電流近くまで素子能力をフルに利用する使い方が必要となるが、平均電流的には上下アームで責務を分担するので低減された使用方法となり、最大遮断電流よりも、むしろ平均電流でその出力が制限されるチョップ装置への応用と異なる。

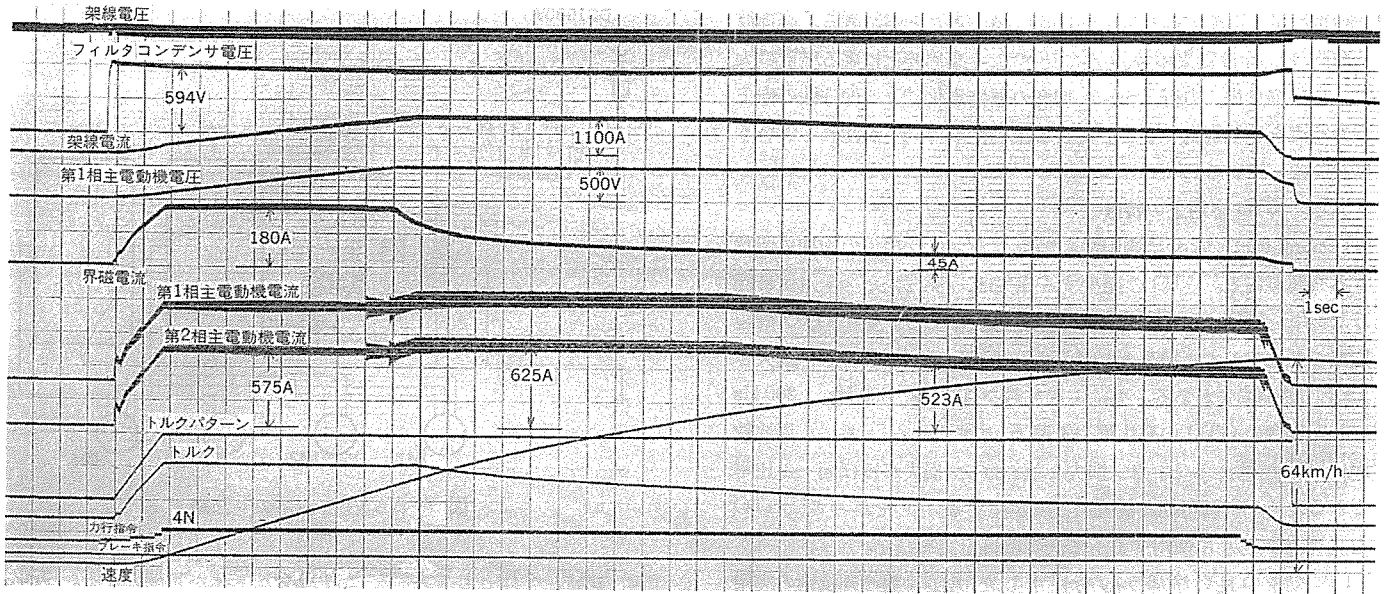
4. 2. 3 GTO 保護の考え方

GTO保護の考え方は、従来のサイリスタと共通の内容と自己遮断能力を有するがために生ずるGTO固有の内容とに分けられる。なかでもインバータに適用する上で特に重要なものが、遮断能力の限界に近い電流を遮断する過電流時と上下アーム短絡時の保護である。前者の過電流に対する保護は、過電流を検知すると全GTOへ一斉にオフゲート指令を出力することにより、負荷の過大電流を可制御オン電流以内で遮断する考え方はチョップと同じであるが、前述のように最大遮断電流が可制御オン電流に近い使い方をするので、セット値の設定や検出遅れ時間については注意を要する。

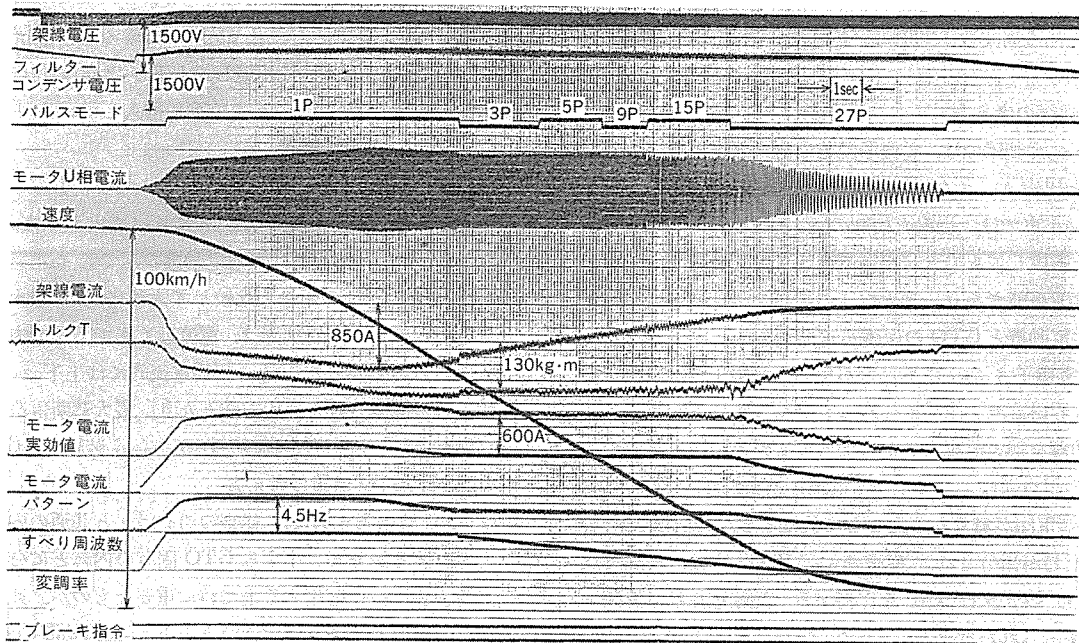
後者の上下アーム短絡に対する保護は、素子の永久劣化を防止するため、全GTOに対してオンゲート指令を出して全点弧させるとともに、高速度減流器を動作させて電源回路から出来るだけ早く切り放し、その後、無電流領域でGTOを安全にターンオフする方式としている。上下アーム短絡の検知は、電圧検知器で上下アーム両端の電圧を監視し、この電圧がゼロ近くまで下がったことで行っているが、主回路転流時に生ずるスリット電圧に対しては、ターンオン直後の数十 μ s間は検知機能をマスクすることにより誤動作を防止している。

4. 2. 4 工場試験結果

図8.(b)に4,500V・2,000AのGTOを1S1Pで使用した1,500V架線用VVVFインバータの工場組合せ試験におけるオシログラムを示す。



(a) 2,500 V 1,800 A GTO 応用 4 象限 チョッパ



(b) 4,500 V 2,000 A GTO 応用 VVVF インバータ

図 8. オシログラム

5. む す び

以上、4象限チョッパ・VVVFインバータなどの車両推進制御装置へのGTOの応用について述べたが、大容量GTOの応用は、まさに実用化の第一歩を踏み出したばかりであり、今後更にその特長を生か

すべくGTOの大容量化と特性の改善が図られるとともに、応用技術の進歩と相まって車両推進制御装置の小形軽量化・高効率化・高性能化に貢献するものと期待される。

VVVFインバータによる大容量交流可変速駆動

矢野 禎成*・西 祥男*・朝枝 健明*・小宮 弘道**・柳井 安德**

1. ま え が き

交流電動機の変速装置として、VVVFインバータが省力・省エネルギーを指向して、ライン駆動として省エネルギー駆動の分野で著しい発展を遂げてきた。これは交流電動機制御技術の急速な進歩と電力半導体の飛躍的な発展によるものである。

中小容量域は、高速のスイッチング性能と自己消弧性を兼ね備えた電圧形トランジスタVVVFが確固たる地位を確立してきた。大容量域では、サイリスタの高圧・高速化が進み、また自己消弧素子であるゲートターンオフサイリスタ(GTO)の性能改善が著しく、これらが大きなインパクトを与えつつある。

当社では、既に昭和51年に我が国最大容量8,500kVAの大容量VVVF⁽¹⁾を製品化しており、その後1,000kVAを越えるVVVFインバータを数多く実用化してきた⁽²⁾。これらの実績をもとに、今回新たに電圧形GTO VVVFを実用化し、変換効率の向上と装置の小形化を図った。更に電力回生の必要な用途に対しては、高圧サイリスタを適用した電流形サイリスタVVVFを系列化している。

ここでは特に、大容量VVVFインバータについて、電圧形GTO VVVF及び電流形サイリスタVVVFにおける変換器方式の概要とその標準系列、並び適用例について紹介する。

2. 大容量VVVFの標準系列

図1にVVVFインバータの標準系列を示す。製品系列はライン駆動と省エネルギー駆動の2種類の用途に分類される。ライン駆動用は鉄鋼、製紙などの4象限駆動用として標準化されている。600kVA以下は直流配電式⁽³⁾電圧形トランジスタVVVFが適しており、これを越える容量領域は電流形サイリスタVVVFとしている。一方省エネルギー駆動用としては、ポンプ、ブロウなど風水力機器の駆動用とし標準化している。1,000kVA以下は個別給電式電圧形トランジスタVVVFとし

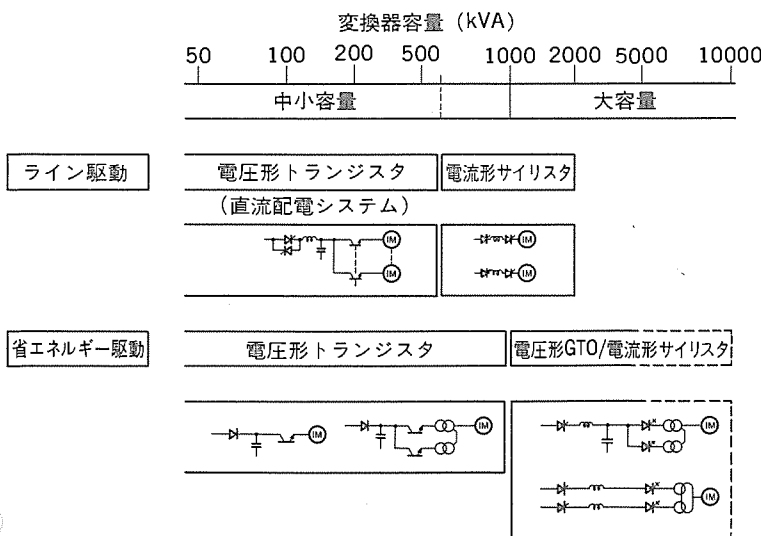


図1. VVVFインバータの標準系列

ている。1,000kVAを超える大容量においては、回生制動の必要のない用途には電圧形GTO VVVFを、回生制動を必要とする用途には、電流形サイリスタVVVFを適用する。

このように、中小容量域は従来のサイリスタVVVFからトランジスタVVVFへほぼ移行した状態にある。大容量域におけるVVVFの技術的要点は次のとおりである。

- (1) 高効率化、コンパクト化などの観点から、VVVFの出力電圧は極力高圧化することが望ましく、1,000V級の電圧に選定している。
- (2) 電力半導体の電圧定格は、高耐圧の素子を適用する必要がある。電圧形VVVFではトランジスタより高圧化の容易なGTOを適用する。
- (3) 回生制動を必要とする用途には、本質的に回生機能を備えている電流形VVVFを採用し、高圧サイリスタを適用する。

3. 電圧形GTO VVVF

3.1 主回路構成

図2に大容量GTO VVVFの主回路構成の一例を示す。整流器は三相ブリッジ接続で構成した二組のサイリスタ変換器をカスケード接続し、互いに30°位相差をもたせて12相整流動作を行わせ、電源側の高調波電流を低減している。インバータは三相ブリッジ接続で構成した四組のGTO変換器を並列接続し、互いに15°位相差をもたせて24相多重インバータ動作を行わせ、電動機のトルク脈動を低減している。整流器とインバータの直流中間部にLCフィルタを挿入してインバータの形式を電圧形にしている。制御方式はPAM(振幅変調)方式とPWM(パルス幅変調)方式のいずれの採用も可能にしており、一般に高効率運転を要求される用途ではPAM方式を選択している。なおPWM方式による運転では整流器をダイオード整流器で構成したのもも製作可能であり、この場合には電源側の力率を向上できる。

GTOインバータは従来のサイリスタインバータと比較すると、転流回路が不要になり、主回路構成が簡素化される長所を有している。一般にGTOの並列スバ用コンデンサは、サイリスタのものに比べて1けた(桁)大きい容量になるためにスバ回路の損失の低減対策が必要である。当社ではスバに蓄積されたエネルギーを変流器で直流電源へ帰還させるようにして損失を低減する方式を開発しており、図3にGTOインバータの基本回路構成と動作波形を示す。上下アームのGTO1とGTO2の中間部にリアクトルL₁、L₂を挿入してこの中点から交流出力を得るように構成し、スバのエネルギーを直流電源へ帰

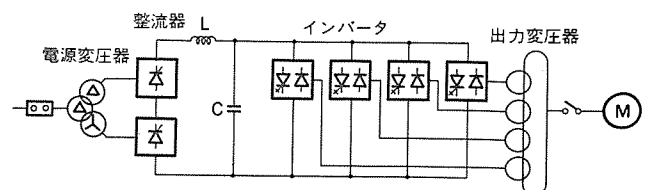


図2. GTO VVVFの主回路構成

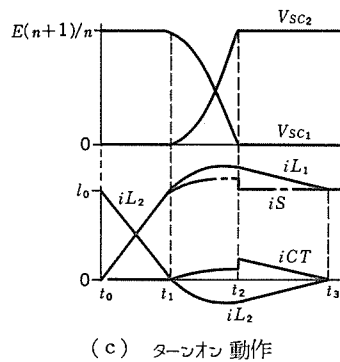
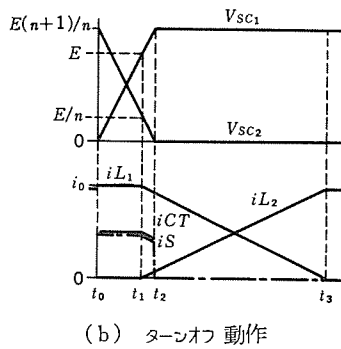
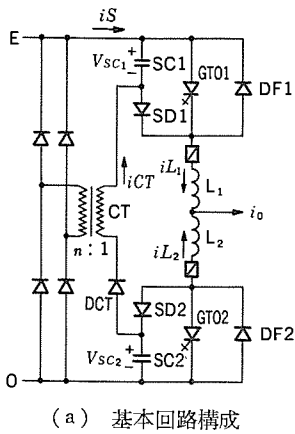


図 3. GTO インバータの基本回路構成と動作

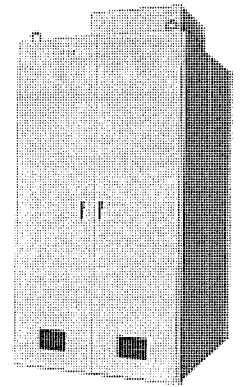


図 4. GTO VVVF の外観

1,100 kVA ユニットマグループの外観

還するために変流器 CT を両 GTO の スパの中間接続点に挿入している。この変流器 CT の二次側はダイオードブリッジを介して直流電源へ接続される。

3.2 基本回路動作

GTO1 のターンオフ動作を図 3. (b) に示す。GTO1 が導通して出力電流 i_0 を通過中に、時刻 t_0 で GTO1 をターンオフすると、スバコンデンサ SC1 は充電されてスバコンデンサ SC2 は変流器 CT を介して放電し、時刻 t_2 でこのスバコンデンサの充放電動作が終る。続いてリアクトル L_1 から L_2 への転流が変流器 CT を介して行われ、時刻 t_3 でこの転流動作が終ると出力電流 I_0 はダイオード DF2 を経由して流れる。GTO1 のターンオン動作を図 3. (c) に示す。出力電流 i_0 がダイオード DF2 を経由して通過中に、時刻 t_0 で GTO1 をターンオンすると、まずリアクトル L_2 から L_1 への転流が行われ、時刻 t_1 でこの転流動作が終る。続いてスバコンデンサ SC1 は変流器 CT を介して放電し、スバコンデンサ SC2 は充電されて時刻 t_2 でこのスバコンデンサの充放電動作が終る。次にリアクトル L_1, L_2 の蓄積エネルギーは変流器 CT を介して放出され、時刻 t_3 でこの放出動作が終る。このようにしてスバコンデンサとリアクトルに蓄積されたエネルギーは、変流器 CT によって直流電源へ帰還されるために高効率化が達成され、インバータのスイッチング周波数も増加できる。この回路方式の特長としては一組の変流器 CT により、二組のスバコンデンサとリアクトルの蓄積エネルギーを処理するようにしているために回路構成がシンプルであり、また GTO のターンオフ時の dv/dt 責務とターンオン時の di/dt 責務を低減できるために GTO のスイッチング損失を減らすことができる。

3.3 仕様と特長

表 1. に電圧形 GTO VVVF の標準仕様、図 4. に GTO インバータの外観を示す。省エネルギー用《MELTRAC シリーズ》で最大 4,400 kVA までの大容量 GTO VVVF の標準系列化を行い、従来のサイリスタ VVVF に比べて盤寸法を縮小している。

多方面の用途に対して、標準系列化された大容量 GTO VVVF シリーズの特長は次のとおりである。

(1) 大容量 GTO

インバータには大容量 GTO (2,500 V, 1,800 A) を採用し使用素子数の低減を行っており、装置としての信頼性を向上させている。

(2) 高密度実装

GTO の採用により主回路部品数が縮減し、また GTO と逆並列ダイオードを合理的な構成にしてスタッフに組み込み、高性能なヒートパイプ冷却方式を採用することによって装置の小形化ができ、従来の電

表 1. 電圧形 GTO VVVF 標準仕様

定格出力	定 量 (kVA)	2,200	3,300	4,400
	電 圧 (V)	1,000		
定 格	100% 連続, 125% 1分			
出力周波数 (Hz)	6~60 あるいは 12~120			
制 御 方 式	V/F 制御			

圧形サイリスタ VVVF 方式の 60~70% となっている。

(3) スパエネルギーの回生

GTO の採用により主回路の高電圧化が可能になり、またスパのエネルギーを変流器で直流電源へ帰還する方式を採用することにより、インバータの効率を向上させている。

(4) 過電流保護

各 GTO に直列にヒューズを挿入し、健全相を選択して保護する方式を開発し、過電流に対する GTO インバータの保護方式を確立している。

(5) ゲートドライブ回路

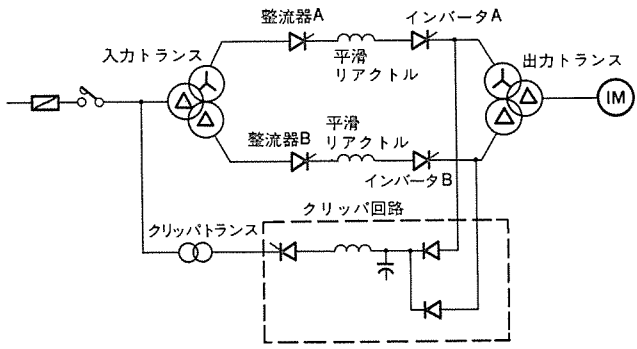
ゲートドライブは、光ファイバによりゲート信号の伝送を行い、耐ノイズ性を向上させるとともに、チョップによって定電流のゲート電流を発生する方式であり、小形化・高効率化を図っている。

4. 電流形サイリスタ VVVF

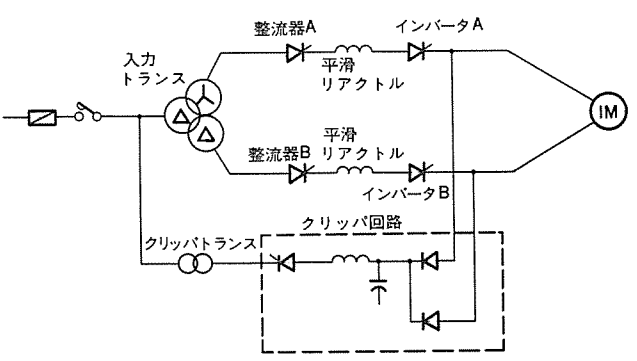
4.1 主回路構成

図 5. に大容量電流形 VVVF の代表的な主回路構成を示す。図 5. (a) は高圧電動機を駆動するため出力トランスを設け、入力側整流器と同じく、VVVF 側を 2 巻線の位相差を 30° とした 12 相多重インバータを構成している。またその位相差を $20^\circ, 15^\circ$ とし、VVVF 側のトランス巻線を増加し波形合成することにより、18 相・24 相の多重インバータを構成することができる。

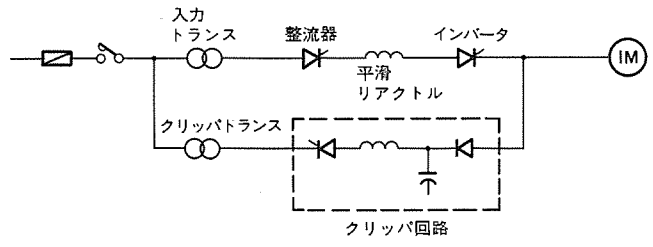
図 5. (b) は出力トランスを省略し、交流電動機を多相化 (6 相) している。これは、ライン駆動のように低速まで定トルク特性 (定トルク負荷) で、速度変動やトルク変動の少ないことが要求される用途に適用される。図 5. (c) は出力トランスを省略し、三相の交流電動機を駆動する。これは、定トルク負荷で、特に電動機のトルク脈動が許容される用途に適用される。図 5. (a) は新設、既設の電動機に適用されるが、図 5. (b) 及び (c) は新設電動機の駆動用に限定される。



(a)



(b)



(c)

図 5. 電流形 VVVF の主回路構成

主回路は整流器、平滑リアクトル、インバータ及びクリップ回路により構成される。整流器はサイリスタの三相ブリッジからなり、サイリスタの点弧位相角を制御することにより、商用電力を可変電圧の直流電力に変換している。平滑リアクトルは、整流器とインバータ間で生じる電圧リップルを吸収し、電流を平滑化する。インバータは制御回路から与えられる点弧パルスに対応してサイリスタを制御し、出力周波数を可変にする。このとき得られる出力電流波形は、 120° 幅の方形波となり、電圧はほぼ正弦波となる。

クリップ回路は、インバータと電動機間に接続され電動機の端子電圧サージを吸収し、そのエネルギーを電源へ回生する。

4.2 基本回路動作

インバータ部の基本回路を図 6. に示す。インバータ転流時にモータ端子に発生するサージ電圧が、クリップ回路の電圧 V_b をこえると、クリップ回路のダイオード整流器 D_b が導通し、端子電圧サージをクリップする。転流サージのエネルギーは、いったんクリップ用コンデンサ C_b に吸収され、その後回生インバータ T_b により電源に戻される (当社特許)。U相からV相への転流を考えると、転流動作波形は図 7. (a) のように、三つのモードに分かれる。

[モード 1] $0 \leq t < t_1$ 単流期間

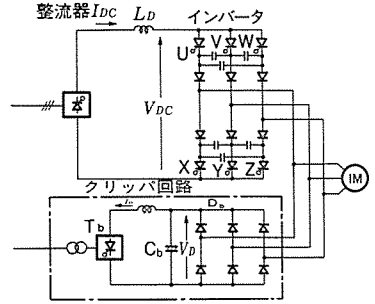


図 6. 電流形インバータの基本回路

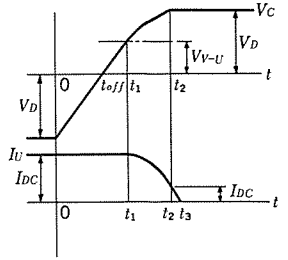


図 7. (a) 転流動作波形

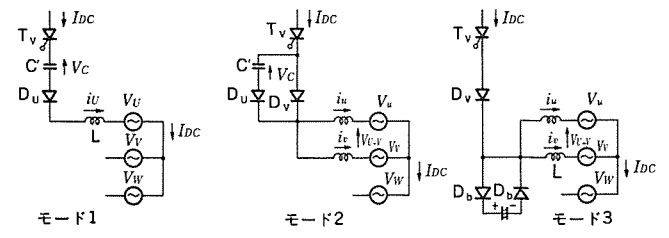


図 7. (b) 転流モード別等価回路

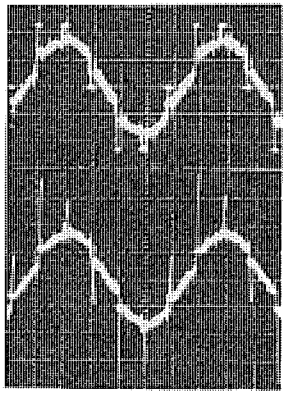


図 8. IM 端子電圧波形 (上:クリップ有り, 下:クリップ無し)

V相サイリスタ T_v にゲートパルスが与えられると、U相サイリスタ T_u は転流コンデンサの初期電圧 V_b により逆バイアスされターンオフする。負荷電流 i_u は、V相サイリスタ T_v - 転流コンデンサ C' - U相ダイオード D_u の経路で流れ、転流コンデンサ C' は充電され、電圧極性が反転し、モータ誘起電圧 V_{v-u} まで達すると、時刻 t_1 においてV相ダイオードが導通を開始する。

[モード 2] $t_1 \leq t < t_2$ 転流重なり期間
V相ダイオード D_v が導通すると、直流電流 I_{dc} がU相及びV相に分流し、コンデンサ C' の充電とともに、U相電流 I_u が減少し、V相電流 i_v が増加する。この期間、U-V間のモータ端子には、転流コンデンサ電圧 V_c が印加される。更に充電が進み、端子電圧 V_{u-v} がクリップ電圧 V_b に達する時刻 t_2 において、クリップダイオード D_b が導通を開始する。

[モード 3] $t_2 \leq t < t_3$ 電圧クリップ期間
クリップダイオード D_b が導通すると、U相ダイオードはターンオフする。U相電流 i_u はクリップ回路を通して流れ、UV間モータ端子にはクリップ電圧 V_b が引き続き印加され、U相電流の減少、V相電流の増加が続く。時刻 t_3 においてU相電流が零になると転流は終了する。

クリップ回路を設けると、IM端子電圧は図 8. のようにサージ電圧がクリップ電圧 V_b にクリップされ、電動機巻線及びインバータ構成部

表 2. 電流形サイリスタ VVVF 標準仕様

(a) 《MELTRAC シリーズ》

定格出力	定 格 (kVA)	1,600	2,400	3,200
	電 圧 (V)	600 あるいは 1,000		
定 格		100%連続, 125% 1分		
出力周波数 (Hz)		6~60		
制 御 方 式		V/F 制御		

(b) ライン駆動シリーズ

定格出力	容 量 (kVA)	1,000	1,500	2,000
	電 圧 (V)	440 あるいは 600		
定 格		100%連続, 150% 1分		
出力周波数 (Hz)		0~60		
制 御 方 式		速 応 制 御		

品の耐圧レベルを軽減できる。更にクリップ回路により転流エネルギーを電源に回生することにより、インバータの効率を向上させている。

4.3 仕様と特長

表 2. に電流形サイリスタ VVVF の標準仕様を示す。

《MELTRAC シリーズ》では最大 3,200 kVA までの大容量 VVVF のシリーズ化を行っており、ライン駆動用として 2,000 kVA までの標準系列化を行っている。

電流形 VVVF は、特に回生制動を必要とする用途に適しており、このシリーズの特長は次のとおりである。

(1) 回生制動

電圧形インバータでは回生制動を行う場合、回生用整流器を設けねばならないが、電流形インバータでは、直流中間回路の電流方向が常に一方向で、その直流電圧の極性を反転するだけで電力の回生が可能であり、回生用整流器は不要である。

(2) 過電流保護

負荷電流は整流器により電流制御されており、平滑リアクトルにより電流の立ち上がりが抑制されるので、インバータの過電流保護が容易である。

(3) 転流エネルギーの回生

当社独自のクリップ回路の適用により、転流サージ電圧を電動機の許容値以下に制限するとともに、インバータ構成部品の電圧定格を下げることができる。また転流エネルギーを電源に回生することにより、高効

率を維持している。

(4) 高速応答

クリップ回路の適用により、負荷変動があっても転流動作時間の変動が小さく転流動作が安定する。更にインバータ部への高速サイリスタの適用により、低速での速度変動を抑制する PWM 運転や、幅広い定出力運転が可能であり、直流機並みの制御性を有する速応制御に適用できる。

(5) 高効率

大容量《MELTRAC シリーズ》に対しては、大容量の高圧サイリスタの適用により、1,000 V 級に VVVF 出力電圧を上昇させており、高効率化とコンパクト化を実現している。

5. 適用例

大容量 VVVF についての最近の代表的適用例は下記のとおりである。表 3. に詳細仕様を示す。

(1) 電圧形 GTO VVVF

給水ポンプ用：多重トランスによる 24 相方式 (図 2. 参照)。図 9. に電圧と電流の波形を示す。

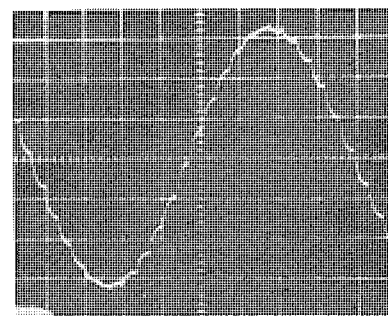
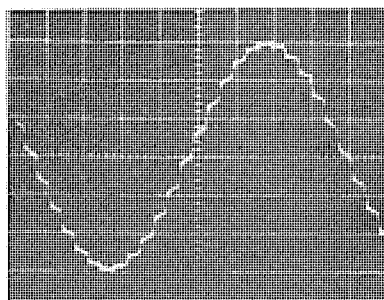


図 9. 24 相多重電圧形 GTO VVVF の電圧・電流波形

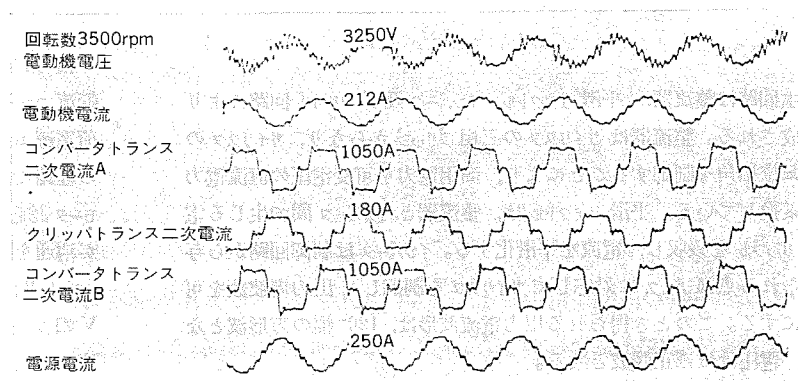


図 10. 12 相多重電流形 VVVF の波形

表 3. 代表的適用例の仕様

	用 途	誘導電動機仕様	VVF 仕様	VVVF 形式	負荷特性	制御方式
1	給 水 ポ ン プ	800 kW×4 台 1,800 rpm	4,200 kVA 100%連続, 125% 1分	電圧形 GTO 24 相多重	2 乗トルク	V/F 制 御
2	遠 心 圧 縮 機	1,400 HP 3,420 rpm	1,500 kVA 100%連続, 125% 1分	電流形サイリスタ 12 相多重	2 乗トルク	V/F 制 御
3	押 出 機	1,200 kW 900 rpm	1,600 kVA 100%連続, 125% 1分	電流形サイリスタ 6 相	定トルク	V/F 制 御
4	鉄鋼プロセスライン用リール	6 相モータ 375 kW 460/1,350 rpm	800 kVA 100%連続, 150% 1分	電流形サイリスタ 12 相	定トルク/定出力	速応制御 PWM/PAM ストール・トルク有り 30 rad/s

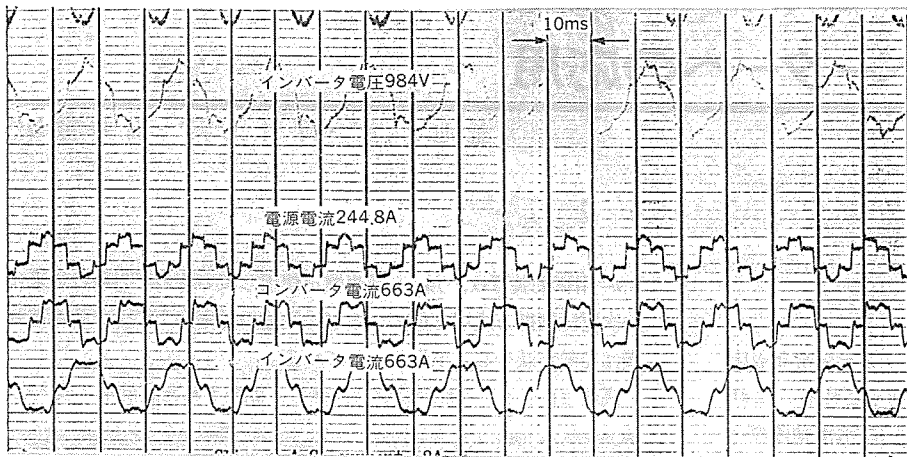


図 11. 6相電流形 VVVF の波形

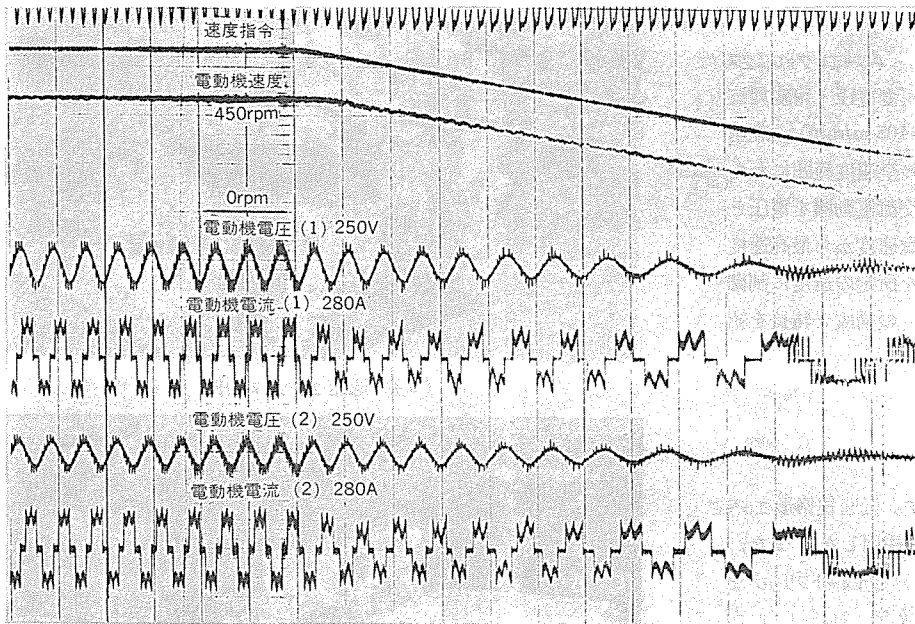


図 12. 6相電動機による 12相多重方式電流形 VVVF の波形

(3) 電流形サイリスタ VVVF

押出機用：出力トランスを用いない 6 相方式 (図 5. (c) 参照)。図 11. に電圧と電流の波形を示す。

(4) 電流形サイリスタ VVVF

プロセスラインのリール用：6 相電動機による 12 相多重方式 (図 5. (b) 参照)。直流機並みの動特性を有している。図 12. に電流と電圧の波形を示す。

6. む す び

大容量交流電動機の可変速装置としての電圧形 GVO VVVF、及び電流形サイリスタ VVVF における標準系列の概要について述べ、高効率、コンパクトな大容量可変速システムが構成しうることを述べた。各分野で高効率、コンパクトな大容量 VVVF が囑望されており、その需要はますます拡大することが予想される。

大容量 VVVF は、今後も電力半導体素子の大容量化、高速化が一層促進され、より高効率、高集積化される見通しである。一方、直流機並みの動特性をもつ交流可変速システムの制御技術も既に確立されており、広範囲の用途に適用し得る大容量 VVVF による交流可変速システムの実現に努めており、ユーザー各位の御期待に添いたいと念願する次第である。

参 考 文 献

(1) 細野ほか：大容量 8,500 kVA 自励式インバータ、三菱電機技報, 51, No. 7 (昭 52)

(2) 柳下ほか：三菱 TRAC システム (風水力機器の省エネルギー運転方式)、三菱電機技報, 53, No. 4 (昭 54)

(3) 新野ほか：鉄鋼プロセスラインの全交流化駆動システム、三菱電機技報, 58, No. 4 (昭 59)

(2) 電流形サイリスタ VVVF

遠心圧縮機用：多重トランスによる 12 相多重方式 (図 5. (a) 参照)。図 10. に運転オシログラムを示す。

VVVF制御のエレベーターへの応用

釜池 宏*・野村正実*・石井敏昭*

1. ま え が き

エレベーターの制御装置には、安定した滑かな乗りごこちや精密な着床はもちろん、省エネルギー、省電源設備容量などが要求される。これらの要求に答えるべく、当社は交流帰還制御装置（誘導電動機の一次電圧制御方式）、サイリスタレオナード装置、マイクロプロセッサを使用した制御装置など、その時代、時代の最先端技術をエレベーターに採用してきた。

このたび、更に一層時代の要請に答えるべく、パワーエレクトロニクス、マイクロエレクトロニクスなどの技術を駆使して、交流可変電圧・可変周波数（VVVF）制御によるエレベーターを低速（60～105 m/min）、高速（120～240 m/min）、超高速（300～360 m/min）の全速度範囲にわたって開発した。このエレベーターの制御装置は、交流電動機を電圧と周波数を同時にコントロールすることにより、超微速度から最高速度まで、連続かつ高精度に回転させ、エレベーターを所定の速度に制御するものである。以下このVVVF制御エレベーターの構成と特長を紹介する。

2. 構 成

2.1 要目比較

表1. に各種VVVF制御エレベーターの比較を示す。低速規格形エレベーターには、従来から実績のあるウォーム減速機を採用した。また、交流電源から直流を得る装置（コンバータ）として、ダイオードブリッジを使用している。高速・超高速エレベーターでは、扱うエネルギーレベルが大きいので、ロスが少ないヘリカル減速機、あるいは減速機なしの方式を採用しており、回生電力はサイリスタコンバータを用いて電源に回生している。

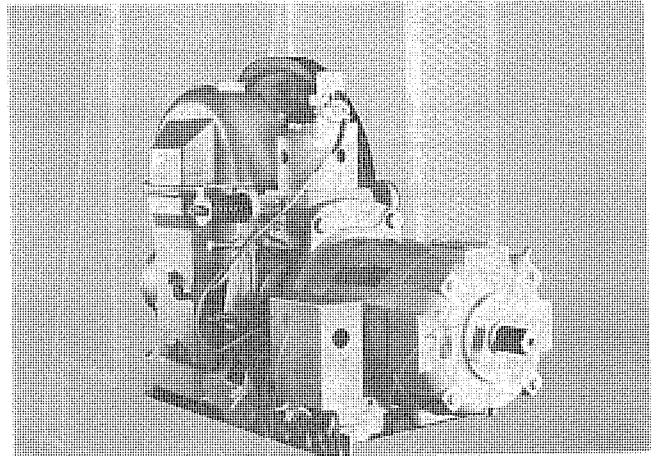
高効率減速機を用いて、誘導電動機を高速で回転させる方式は、速度が120～240 m/minのエレベーターでは、機器の小形軽量化という観点から望ましい姿であるが、速度が300 m/min以上の超高速エレベーターでは減速比が小さくなるので、むしろ減速機を用いない方が合理的な設計ができる。

2.2 駆動装置

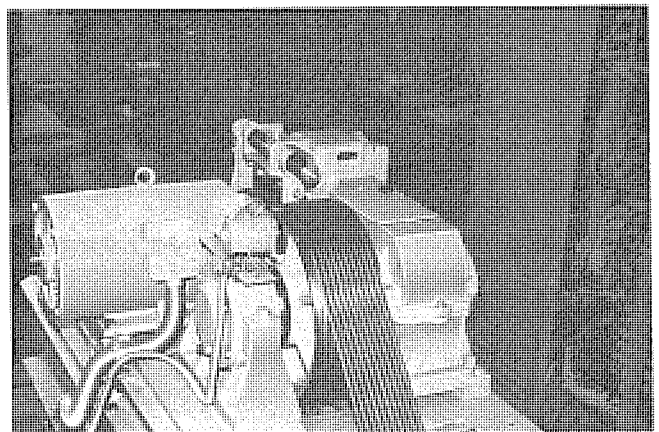
図1. に各種VVVFエレベーター用駆動装置の写真を示す。低速エレベ

ーター用駆動装置は、ウォーム減速機を使用しているため外観は従来の一次電圧制御方式用と似ているが、後述の効率向上により誘導電動機は発熱が減少し、小形化されている。

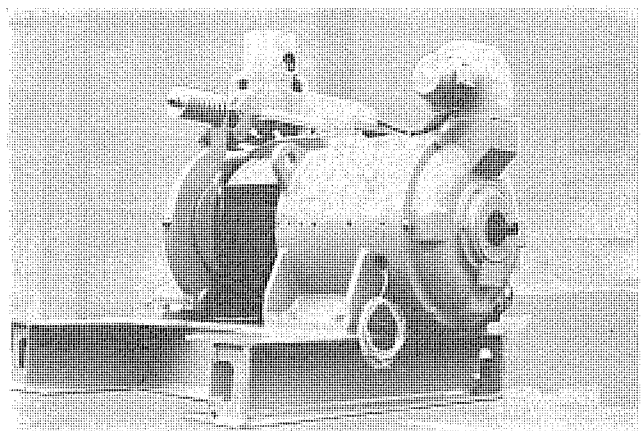
高速エレベーター用駆動装置は、新しく開発された高効率2段ヘリカ



(a) 低速エレベーター用



(b) 高速エレベーター用



(c) 超高速エレベーター用

図1. 各種VVVFエレベーターの駆動装置

表1. 各種VVVFエレベーターの比較

	低速エレベーター (規格形)	高速エレベーター	超高速エレベーター
速度範囲 (m/min)	60～105	120～240	300～360
モータ容量 (kW)	3.7～15	18～45	35～65
駆動装置	ウォーム減速機付き	ヘリカル減速機付き	減速機なし
コンバータ	ダイオード	サイリスタ	サイリスタ

減速機を使用している。機械室のレイアウト性の改善を考慮して網車を両端支持方式とし、駆動装置のほぼ中央に配置した。ヘリカル減速機を高速エレベーターに採用することによる振動、騒音対策として、振動、騒音レベルと歯車の周速、歯車の荷重、歯形修整量、クラウン量及びねじれ角などの関係を明らかにし、低振動、低騒音となる最適な歯車諸元を採用した。一方歯車箱、軸などの設計に際しては、計算機シミュレーションによる非共振設計を行った。更に駆動装置から発生する振動騒音が、建物の居室あるいはエレベーターのかご室に伝搬するのを防止するため、駆動装置、防振ゴム、機械台などからなる防振系について、シミュレーション解析を行い振動、騒音の低減に有効な防振装置を開発した。

超高速エレベーター用駆動装置は、直流電動機の代りに誘導電動機を用いている点を除き、外観が従来の直流ギャレス方式用と似ている。しかしながら、網車の小径化、2:1ローピング方式の採用などで、出力トルクを減少させることによって小形軽量化を図っている。

2.3 低速エレベーター用VVVF制御装置

図2. に低速エレベーター用VVVF制御装置の構成を示す。三相の交流は、

いったんダイオードコンバータで直流に変換され、コンデンサで平滑された後、インバータで再び三相の可変電圧可変周波数の交流に変換され、誘導電動機に供給される。インバータは、トランジスタで構成されており、PWM（パルス幅変調）によって可変電圧可変周波数の交流を出力する。

トランジスタインバータを制御する制御装置は、16ビットマイクロプロセッサ8086を使用し、そのソフトウェアは速度制御部と電流基準演算部に分かれている。速度制御部は、速度指令値と速度帰還値からすべり周波数を演算し、その結果を電流基準演算部に送る。電流基準演算部は、電流基準を演算し、演算結果はPWM制御を行うためD/A（デジタルアナログ）変換器及び増幅器を介してトランジスタのベースに指令値として与えられる。インバータは、電動機から発生するトルクリップルをできるだけ減らすため、電動機に流れる電流を正弦波となるよう制御する。

2.4 高速・超高速用VVVF制御装置

図3. に高速・超高速エレベーター用VVVF制御装置の構成を示す。三相の交流は低速エレベーター用の場合と異なりサイリスタコンバータで直流に変換される。誘導電動機の回転速度はパルス発生器によって検出され、速度帰還信号としてレギュレータにフィードバックされる。レギュ

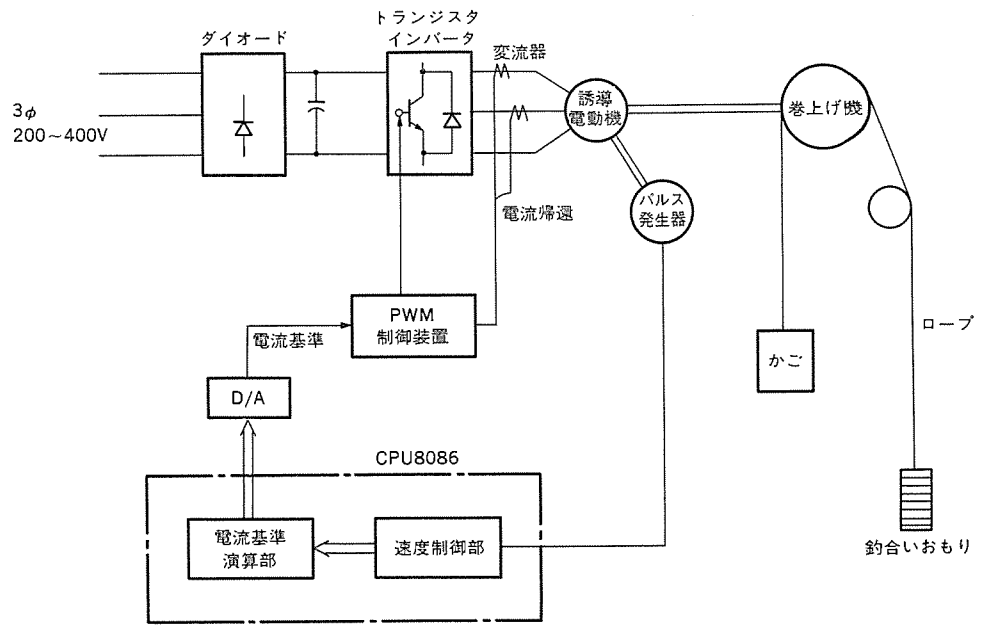


図2. 低速エレベーター用VVVF制御装置

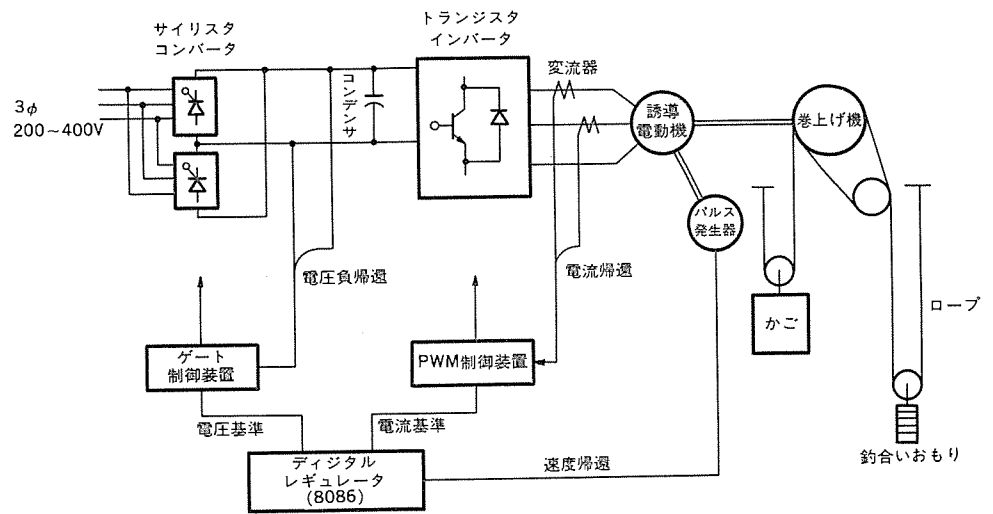


図3. 高速・超高速エレベーター用VVVF制御装置

レータはこの速度帰還信号と速度指令信号を比較演算し、電圧基準信号と電流基準信号を出力する。電圧基準信号に応じてゲート制御装置が、サイリスタコンバータの出力電圧を制御する。この電圧制御により、トランジスタインバータの出力パルス振幅変調(PAM)が行われる。更にこのサイリスタコンバータは、電動機から発生する回生電力を電源に返す役目をも果たしている。この作用によって電力消費を削減することが可能である。一方、電流基準信号に応じてPWM制御装置が、トランジスタインバータの出力電流を制御する。トランジスタインバータは、低速エレベーター用の場合と同じく電動機から発生するトルクリップルをできるだけ減らすために、PWM（パルス幅変調）によって電動機に流れる電流が正弦波になるよう制御する。

図4. はサイリスタコンバータ、及びトランジスタインバータを制御するためのデジタルレギュレータである。そのソフトウェアは、三つの部分に大別される。すなわち、速度制御部、電流基準演算部、電圧基準演算部である。速度制御部は、速度指令値と速度帰還値から、すべり周波数を演算し、その結果を電流基準演算部と電圧基準演算部に送る。電流基準演算部は電流基準を演算し、演算結果はPWM制御を行うためにD/A(デジタルアナログ)変換器及び電流増幅器を介してトランジスタのベースに指令値として与えられる。同様に電圧基準演算部は

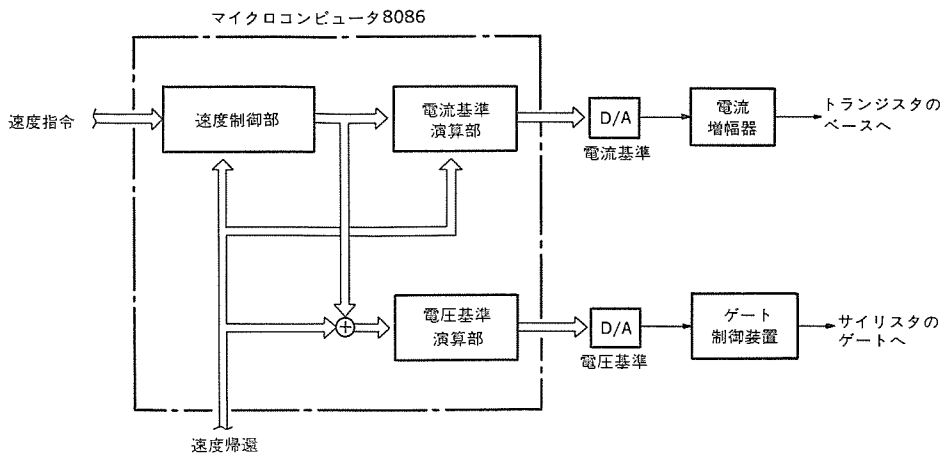
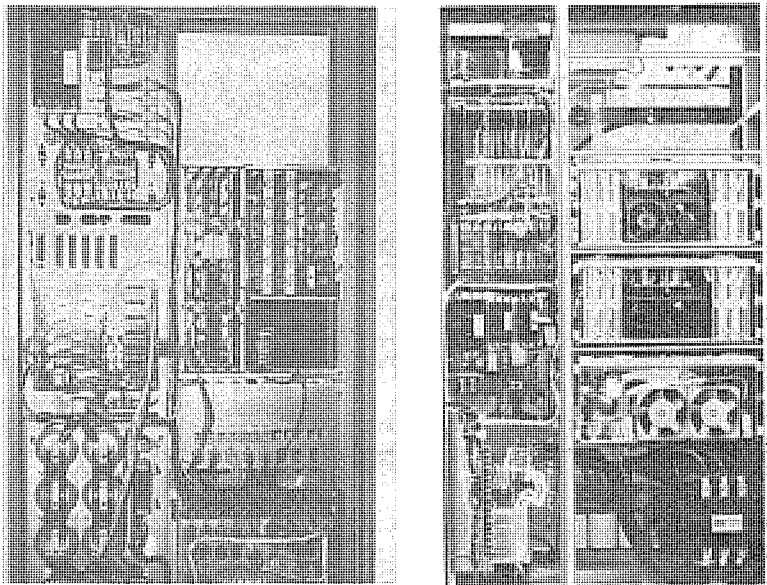


図 4. デジタルレギュレータ



(a) 低速エレベーター用 (b) 高速・超高速エレベーター用

図 5. 各種 VVVF 制御盤

PAM 制御をするため、演算結果をサイリスタのゲートに指令値として与える。これらの演算のために低速エレベーター用の場合と同じく 16 ビットマイクロプロセッサ 8086 を使用している。

2.5 制御盤

図 5. に各種 VVVF 制御盤の写真を示す。写真 (a) は低速エレベーター用 VVVF 制御盤である。モジュール形トランジスタや、大形基板を採用して実装密度をあげ、盤の小形化を図っている。また複数台のエレベーターを群管理する場合、盤と盤を光ケーブルでつなぎ、信号の授受を直列伝送で行っている。これによって、ケーブル本数を減らし信頼性を向上させた。

写真 (b) は高速・超高速エレベーター用 VVVF 制御盤である。この盤は大容量用のものであり、定格 300 A のパワートランジスタを 2 個並列にしたインバータを内蔵している。インバータユニットはモジュール化されており、このモジュールの数によってトランジスタがシングル、2 個並列、3 個並列の 3 種類の容量に対応することが可能である。

3. 特 長

3.1 消費電力

3.1.1 低速エレベーターの消費電力

図 6. に誘導電動機の回転速度に対する発生トルクと損失の関係を示

す。VVVF 制御の特長は、電動機の回転速度にかかわらず常に損失の小さな状態で運転することにある。そのため、電動機の実速度と必要トルクに応じて電動機に供給する電圧と周波数を制御している。一方、従来方式である一次電圧制御では、必要トルクに応じて電動機に供給する電圧のみを制御しているため、電動機の低速回転域での損失が大きい。

図 7. は、従来方式（一次電圧制御）の場合と VVVF 制御方式の場合について、かご速度に対応した瞬

時消費電力を示す。一次電圧制御方式において、加速時、特に低速領域で消費電力が大きいのは、前述のように損失が大きいためである。

一次電圧制御方式の場合、モータの巻線に直流電流を流

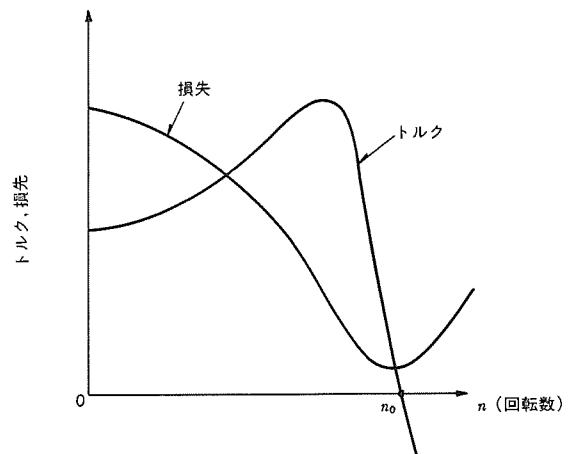
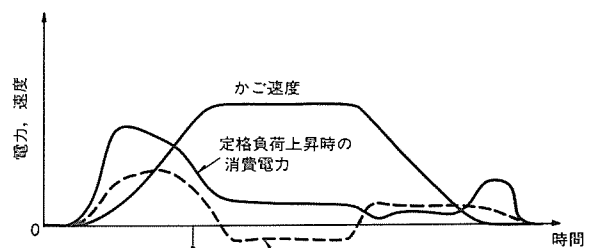
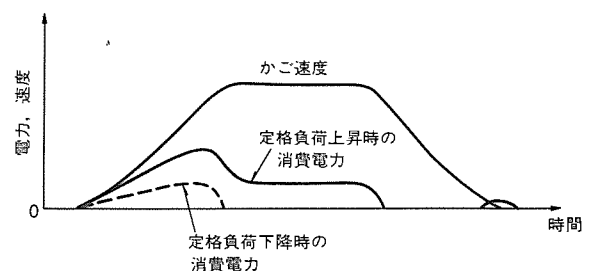


図 6. 誘導電動機のトルク、損失特性



(a) 一次電圧制御方式



(b) VVVF 制御方式

図 7. 瞬時消費電力の比較

して制動力を得るいわゆる直流制動をしている減速域で消費電力が比較的小さいのは、電動機への供給電力が機械エネルギーを電動機内で消費させるための直流界磁を発生させる分だけでよいことによる。定格負荷上昇運転で減速の後半に再び消費電力が増加しているのは、効率の悪い微速でかごを床まで近づける制御をしているためである。図7.のVVVF制御の場合、加速時は電動機の機械出力にほぼ比例した電力を消費している。また、減速時及び定格負荷下降時は、電動機から回生された電力がインバータの直流側に返される。図7.で一次電圧制御方式とVVVF制御方式を比較すると、エレベーターの1往復運転で消費される電力は、VVVF制御方式では従来方式に比べ、半分以下になっていることがわかる。

3.1.2 高速・超高速エレベーターの消費電力

高速・超高速エレベーターには、現在既に高効率のサイリスタレオード制御装置が用いられているため、省電力効果は低速エレベーターの場合ほど顕著ではない。しかしながら電動機を交流化し、かつ高速回転化することによる電動機効率の向上や、力率が向上し、コンバータへの入力電流が減少することによる変換機部のロス減少などで、約5~10%消費電力が減少した(当社比)。

3.2 電源設備容量

3.2.1 入力波形

エレベーター用VVVF装置は、電源からみると直流側に大きなコンデンサを持った整流器負荷となる。この整流器の入力端における電流波形、及び電圧波形がどのようになるかを図8.に示す。図(a)は、VVVF装置を整流器負荷とみなした場合の電源を含めた等価回路である。図中、 Z は電源インピーダンス、 E_D は直流側電圧、 I_D はインバータへの直流入力電流である。(b)は電源の相電圧を表す。(c)は相間電圧を整流した時の波形と直流電圧 E_D との関係を示す。この図から、直流電圧 E_D から相間電圧を整流した波形が高くなってい

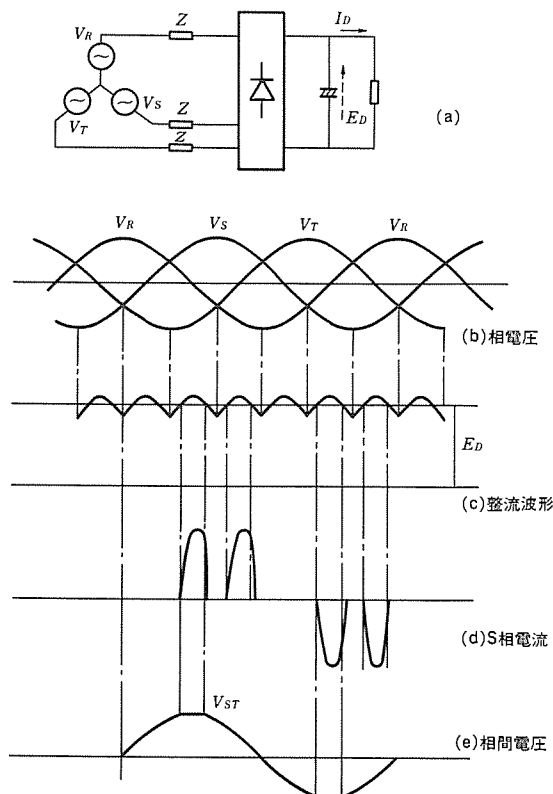


図8. 入力端における電流電圧波形

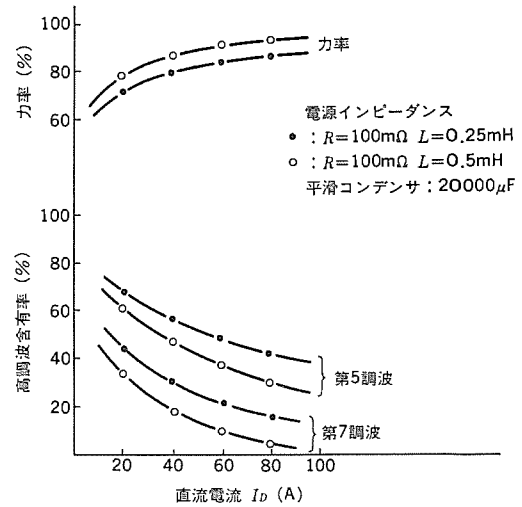


図9. 直流側電流対力率及び高調波含有率

る領域で、電源から整流器側へ電流が流れ得ることがわかる。(d)はS相に流れる電流を示す。(e)は整流器の入力端における相間電圧波形であり、波高値が直流側の一定電圧 E_D によってクリップされている。この波形は低次、特に第5、第7次の高調波成分を含んだひずみ波である。このひずみ波の形状は、直流側電流と電源インピーダンス及び平滑コンデンサの大きさによって決まり、比較的確かな計算で求めることができる。したがって、その波形から高調波成分及び力率も容易に求めることができる。その一例を図9.に示す。横軸に直流電流、縦軸に力率及び第5次と第7次の高調波成分の基本波に対する比率を取っている。また、パラメータとして、電源インピーダンスを変えた場合も計算している。これによると、直流電流が増加するほど、また電源インピーダンスが大きいほど高調波成分は小さく、したがって力率も改善されていることが分かる。

電圧波形については、従来サイリスタの転流重なり角のために発生する電圧ひずみ(電圧のパルス的落ち込み)が、他機器に悪影響を与えないように対策が必要となる場合がまれにあった。しかし、VVVF方式の場合、波形ひずみの程度は小さく、従来のような対策は不要と考えている。

3.2.2 電源設備容量の低減

VVVF制御を採用したエレベーターは、効率の向上(3.1節)に加えて、力率が改善されているので電源に流れる電流が減少する。このため、低速エレベーターにおいては約50%、高速・超高速エレベーターにおいては20~30%、電源設備容量を低減することが出来た(当社比)。

3.3 運転特性

VVVF制御装置を使用したエレベーターの運転特性を図10.に示す。図(a)は低速エレベーターの運転特性、(b)は高速エレベーターの運転特性、(c)は超高速エレベーターの運転特性である。電動機電流はPWM制御により正弦波を保ちながら、その周波数は速度指令に応じて、大きさは必要トルクに応じて制御できることが実証された。またエレベーターの速度は、精度高く速度指令信号に追随していることがわかる。この結果、かご内加速度は滑かに変化し、乗客に不快感を与えることはない。

4. む す び

以上、低速から超高速まで全速度範囲にわたってシームレス化した

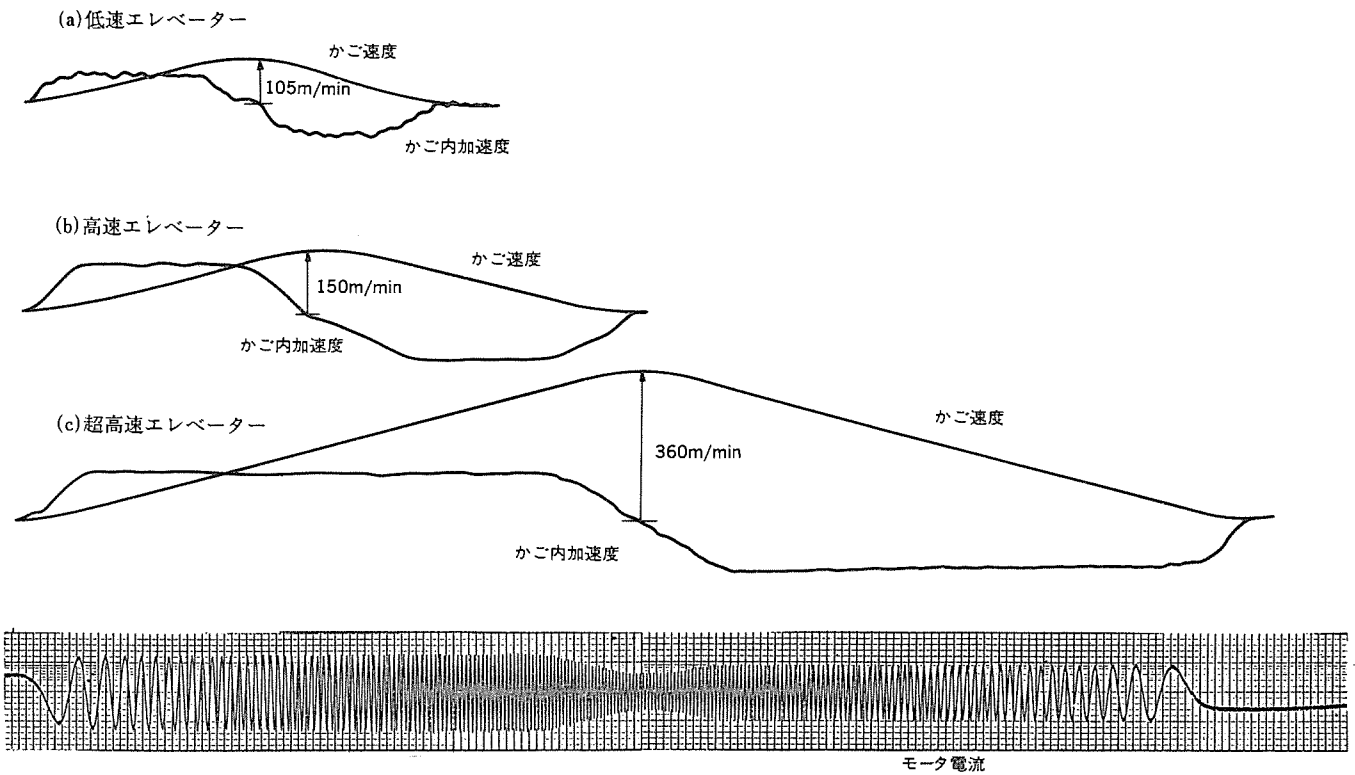


図 10. VVVF 制御エレベーターの運転特性

VVVF 方式エレベーターについて説明した。このエレベーターは、高速エレベーターは直流で減速機なしという 100 年来の古い固定概念を、最新技術を駆使することによって打破した画期的な製品である。加えて乗りごち、安全性、信頼性においても従来の製品以上に配慮がなされており、需要家各位の期待に十分こたえ得るものと確信す

る。なお、この VVVF 方式エレベーターは、昭和 59 年 3 月に開館した五反田 NN ビル 殿はじめ数現場で稼働中であり、好評を博している。また ARK (赤坂六本木地区再開発計画) の事務所塔向けに超高速を含む 12 台を受注するなど従来方式からの切り換えが急ピッチで進んでいる。

BI-MOS素子による無騒音インバータ

宇高正晴*・川岸賢至*・矢野昌雄**・森 治義***

1. ま え が き

誘導電動機駆動用などのインバータ装置は、産業・機器用から民生用まで種々の分野で実用化されてきている。それらが、より広く普及するためには、高効率化や小形化及び電源系統への悪影響の緩和などの性能向上と併せて、静かな環境での静粛な運転も強く要望されている。

これまでのインバータ装置は、PWM（パルス幅変調）方式が多く採用されているが、そのスイッチングキャリア周波数が1~2（kHz）であるため、負荷やフィルタ装置などから耳障りなキャリア音（金属音）が発生していた。このようなPWMキャリア音を解消させ、かつ電動機効率を向上させるため、スイッチング周波数を15~20（kHz）の可聴周波数以上に（以後HF・PWMと呼ぶ）とともに出力波形の正弦波化を図るべく、新しい高周波パワー素子として期待されるBI-MOSモジュールによる瞬時電圧制御形無騒音インバータを開発した。

本稿では、BI-MOSモジュールの特性、特長及び無騒音インバータの概要について述べる。

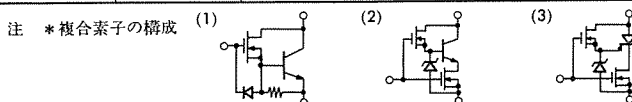
2. 高周波スイッチング素子の比較

インバータ装置のスイッチング周波数を15~20（kHz）程度にまで高めるためには、高周波パワー素子が必要である。比較的小容量向きのパワー素子としては、表1.に示すように、バイポーラ形、ユニポーラ形及び両者を複合したBI-MOS形がある。

ここで、HF・PWMインバータの実現性という観点で特性を比較する。まず、バイポーラ形素子のうち、シングルトランジスタは飽和電圧が低いこととスイッチング時間が速い点ではHF・PWMインバータに適しているが、電流増幅率が小さいのでドライブ回路に工夫を要す。一方、ダーリントントランジスタは、現在パワーモジュールとして、数kHzのPWMインバータに数多く採用されているが、スイッチング時間の点でHF・PWMインバータへの適用は困難である。

表 1. 高周波スイッチング素子の定性的特性比較

素子タイプ		20 kHz PWMインバータへの適用性	
		評価すべき特性 (A) 駆動電力, (B) 飽和電圧, (C) 速度	
バイポーラ	シングル	(A) で不利	
	ダーリントン	(C) で不利	
ユニポーラ	MOS FET	(B) で不利	
	SIT		
複合素子*	(1) BI-MOS ダーリントン	適す	
	(2) FGT	(B) 及び構成の複雑さで不利	
	(3) GTO形 BI-MOS	構成の複雑さで不利であるが、高電圧用途には適す	



次に、ユニポーラ形素子は、電圧制御形素子であるので、ドライブパワーが小さく、スイッチング時間も非常に速い点で有利であるが、多数キャリア素子であるためオン抵抗が高く、従ってオン時の電圧降下が大い点で不利になる。

これらのバイポーラ形とユニポーラ形との両者の優れた性能を併せ持った素子として、BI-MOS素子が最近注目されている。その中で、FGT（FET Gated Transistor）素子は、電圧制御形素子であるのでドライブパワーが小さく、また二次降伏が無い点で有利であるが、オン時の電圧降下が大いことや構成が複雑になる点で不利である。このFGTと同じ構成でバイポーラトランジスタをGTOに置き換えたGTO形BI-MOS素子は、構成の複雑さはFGTと同じであるが、オン時の電圧降下が前段のパワーMOSFETの影響を受けないので回路電圧の高い用途では有利になる。

一方、バイポーラ形のシングルトランジスタをパワーMOSFETで駆動するダーリントン構成のBI-MOS素子（BI-MOSダーリントン素子と呼ぶ）は、HF・PWMインバータ用としては、ドライブパワー、飽和電圧、スイッチング時間のいずれの特性も良好であり、また素子構成がシンプルである点で優れている。

このように、スイッチング周波数が15~20（kHz）のHF・PWMインバータを構成するパワー素子としては、BI-MOSダーリントン素子が適しているが、特に回路電圧が高い用途ではGTO形BI-MOS素子も有利であると言える。なお、本稿で以下に述べる無騒音インバータには、BI-MOSダーリントン素子を採用している。

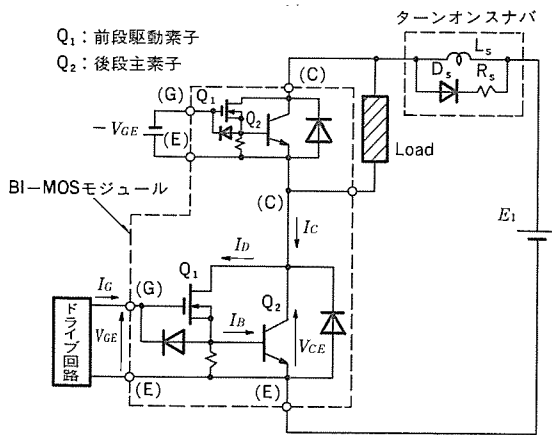
3. BI-MOS素子の構成と特性評価回路

BI-MOSダーリントン素子は、概略構成は表1.に示しているが、電流密度を比較的高くとれる後段のバイポーラ形シングルトランジスタに主電流を受け持たせ、それを前段のパワーMOSFETでドライブする素子構成である。図1.(a)の点線内に示すように、この素子を2個直列接続してインバータの1アームが構成できる。ここで、PWM動作時では、そのアームの対の素子が点弧するとき急峻な電圧が印加されるので、それによる誤点弧を防止するため、オフ時には後段トランジスタのベース・エミッタ間を十分逆バイアス状態にしておく必要がある。

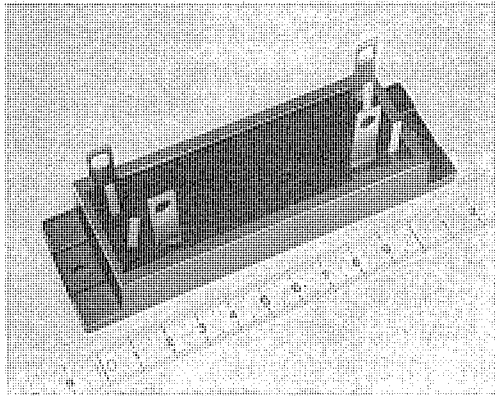
更に、これらのBI-MOS素子は、インバータ装置を実装しやすくするために、2素子ずつ図1.(b)に示す絶縁形パッケージに封入しモジュール化している。ここで示したBI-MOSモジュールは、3.7(kW)、200(V)の誘導電動機を駆動するインバータ用として、次の定格のものである。

主素子 : 450 V, 50 A バイポーラ形シングルトランジスタ
駆動素子 : 450 V, 10 A パワーMOS FET

次に、このBI-MOS素子を三相電圧形PWMインバータに適用する際のスイッチング性能を把握するために、図1.(a)に示すハーフブリッジ形試験回路で特性を評価した。



(a) 素子構成と特性評価回路



(d) BI-MOS モジュール

図 1. BI-MOS ダーリントン素子の素子構成及びモジュール

4. BI-MOS 素子の特性と特長

HF・PWMインバータ用として適用するために、オン時の電圧降下(飽和電圧)を表す直流特性やスイッチング性能・損失を把握するためにターンオフ特性及びターンオン特性を評価する。ここでは、BI-MOSダーリントン素子の特性をバイポーラ形ダーリントン素子(BJTダーリントン素子と呼ぶ)やその他の素子と比較する。

4.1 直流特性(出力特性)

直流特性は、コレクタ電流(I_C)とコレクタ・エミッタ間電圧(V_{CE})との関係をゲート・エミッタ間電圧(V_{GE})をパラメータとして表した特性であるが、スイッチング周波数が高い領域では静的な特性と併せて動的な特性を考慮する必要がある。

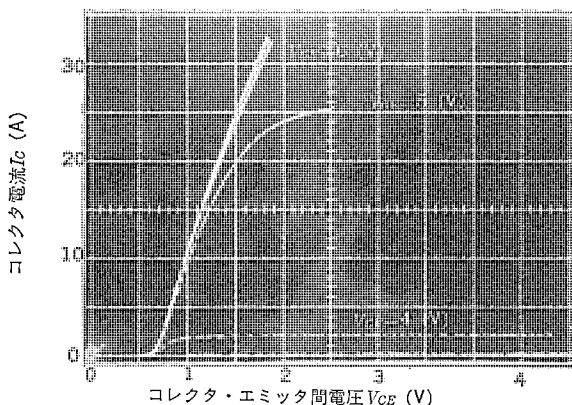


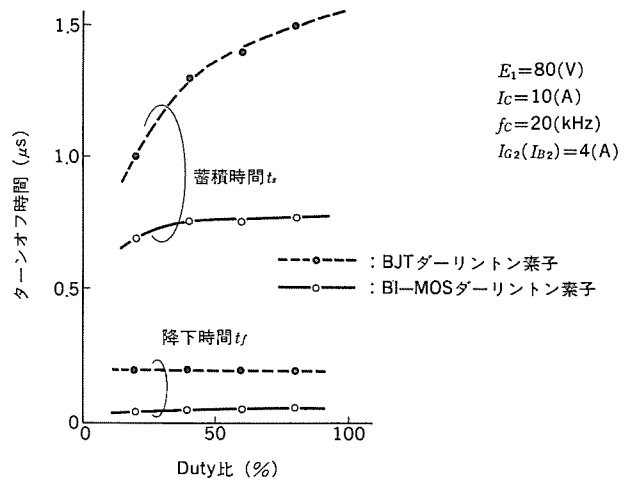
図 2. 静的直流特性(出力特性)

まず、静的な直流特性では、図 2. に示すように、飽和領域での V_{CE} は、 $I_C=30(A)$ のとき約 1.7(V) である。この値は、ユニポーラ形素子よりはかなり低いが、BJTダーリントン素子よりは若干高い。しかしながら、20(kHz)程度のHF・PWM動作を行うときには、動的な直流特性が重要である。すなわち、BJTダーリントン素子では、この周波数領域では、次節のターンオフ特性の項で触れるが、十分に飽和領域まで達していなく能動領域に近いところで動作しているので、 V_{CE} がかなり高くなってくると考えられ、この観点では、BI-MOSダーリントン素子の方がむしろ有利になってくる。

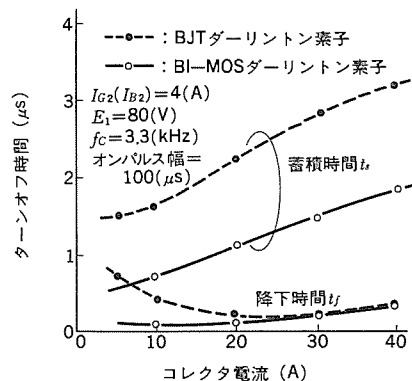
4.2 ターンオフ特性

ターンオフ時間は、蓄積時間(t_s)と降下時間(t_f)との和で表されるが、特に t_s は蓄積キャリアの消滅時間であるので後段素子の飽和の影響を受ける。この飽和が t_s 及び前述の飽和電圧に及ぼす作用は相反するが、両者の特性とも良くすることがHF・PWMインバータ用素子にとって重要な要因の一つである。

このような後段素子の飽和の度合は、前段素子のスイッチング時間の速さやオンパルス幅(Duty比)に依存する。図 3. (a) に、スイッチング周波数が 20(kHz) で Duty 比を変えたときの BI-MOSダーリントン素子と、BJTダーリントン素子とのターンオフ時間の変化を示す。この図から、前段素子のスイッチング時間が速い BI-MOSダーリントン素子では、Duty 比の依存性が少なく、またターンオフ時間も短いことが分かる。一方、BJTダーリントン素子では、その依存性が大きい。このことは、Duty 比が比較的小さい領域では後段素子が十分飽和していなく、能動領域に近いところで動作していることを示してい

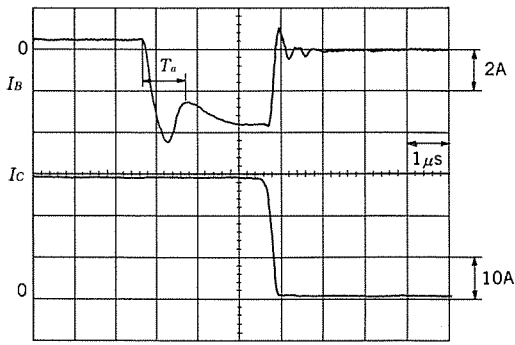


(a) ターンオフ時間の Duty 比依存性

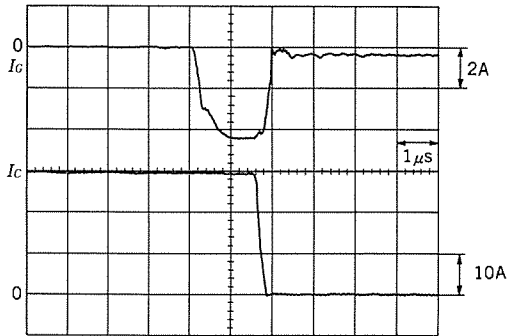


(d) ターンオフ時間の比較

図 3. ターンオフ特性



(a) BJT ダーリントン



(d) BI-MOS ダーリントン
図 4. ターンオフ時の波形

る。このためこの領域では、 t_s は短くなる反面、 V_{CE} はかなり高くなっていると考えられる。

次に、両素子ともほぼ飽和状態となる条件での蓄積時間 (t_s) は同図(b)に示すように、コレクタ電流にかかわらず、BI-MOS ダーリントン素子の方がほぼ $1.4(\mu s)$ 短くなっている。この時間は、図4.のターンオフ時の波形に示すように、前段素子のスイッチング時間の差に相当する。同図(a)で、時間 t_a がBJT ダーリントン素子の前段素子のスイッチング時間である。一方、BI-MOS ダーリントン素子では、前段部のパワーMOS FETのスイッチング時間は無視できる程度に小さく、したがってターンオフ時間はほぼ t_a の時間だけBI-MOS ダーリントン素子の方が短くなっている。

すなわち、BI-MOS ダーリントン素子は、バイポーラ・シングルトランジスタ並みのスイッチング性能を持っていると言える。

4.3 ターンオン特性

一般にPWM動作においては、ターンオン時のスイッチング性能は素子固有の特性よりは、むしろ素子に逆並列接続された還流ダイオードやスナバなど外部回路に大きく依存する。

HF・PWMインバータにおいては、還流ダイオードの高速化が重要な要因であるが、外部回路的に還流ダイオードの回復電流を限流するためには、図1.に示した L_s , D_s , R_s からなるスナバが効果的であり、ターンオン時の損失を非常に軽減することができる。

4.4 BI-MOS ダーリントン素子の特長

以上述べた評価試験から、BI-MOS ダーリントン素子には、

- (1) 構成がシンプルである。
- (2) ドライブパワーが小さい。
- (3) シングルトランジスタ並みの速いスイッチング性能をもっている。
- (4) 電流密度が比較的高い。
- (5) 順方向飽和電圧が低い。

という特長がある。

したがって、BI-MOS ダーリントン素子は、15~20 (kHz) のHF・PWMインバータに十分適した素子であると言える。

5. 無騒音インバータのシステム構成

BI-MOS ダーリントン素子を用いた無騒音インバータのシステム構成を図5.に示す。インバータ部は3個のBI-MOSモジュールからなり、20 (kHz) のスイッチングキャリア周波数で正弦波PWMを行っている。また、スナバ回路としては、ターンオン時に還流ダイオードの回復電流を限流するためのターンオン用スナバのみで、ターンオフ用のスナバは設けていない。この理由として、主素子はモジュール構造であるので主回路実装がコンパクトなため、配線インダクタンスを最小に抑えられたことにより、素子のASO(安全動作領域)内で十分動作できているためである。

次に、同図に示したような電圧形PWMインバータにおいては、一般に直列接続された上下素子の同時点弧による短絡現象を防止するために、短絡防止期間 (t_d^*) を設けている。このために、オープン制御で誘導電動機を駆動すれば、出力波形にひずみが生じるため、不安定現象を起こす場合もある。この原理的説明図を図6.に示す。短絡防止期間中は上下素子とも制御信号が無くなるが、出力交流端子の電位は、出力電流の極性によって直流端子の正側(P)電位あるいは負側(N)電位のどちらかになる。すなわち、出力電流が正のときには、正側の素子がオフした後は負側のダイオードが導通するので交流出力端子の電位は(N)になる。逆に出力電流が負のときには、負側の素子がオフした後は交流出力端子の電位は(P)になる。これを一周期で見れば、同図(b)に示すように、PWM基準信号に等価的に、出力電流の極性に応じて一点鎖線で示す 180° 幅の矩形波信号が重畳したと考えることができる。また、インバータの出力波形で見れば、キャリア周波数成分を取り除くフィルタを通した波形では、仮想中性点電位(直流回路の中間電位)に対する相電圧に 180° 幅の矩形波電圧が重畳されており、そのとき負荷の相電圧には6ステップ状の階段波電圧が重畳されていると見ることもできる。

このような矩形波の位相は出力電流の位相で決まり、その大きさ

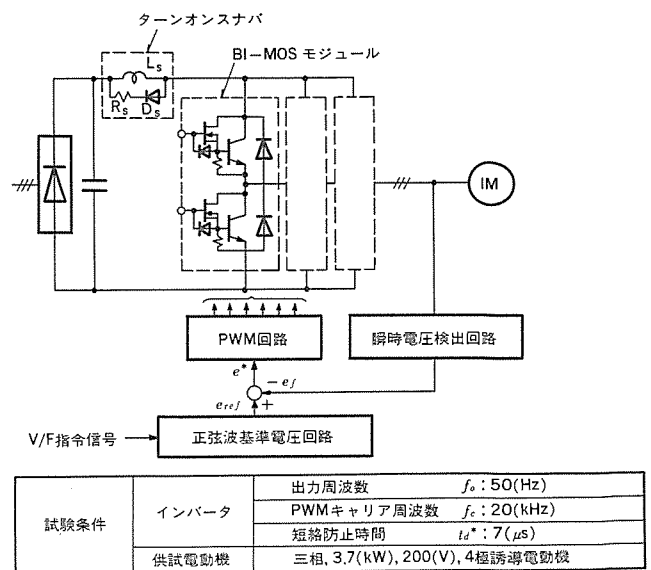
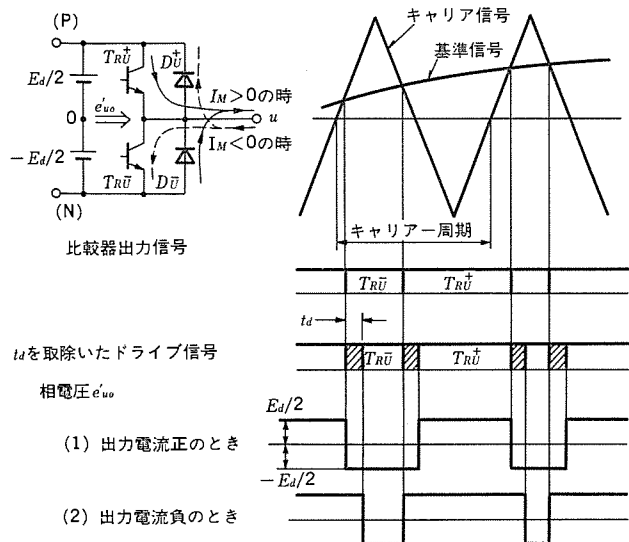
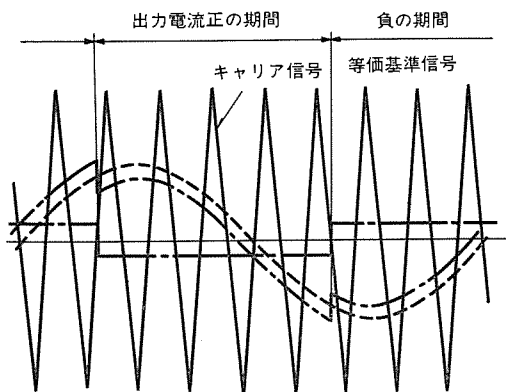


図 5. 無騒音インバータのシステム構成



(a) 原理説明図



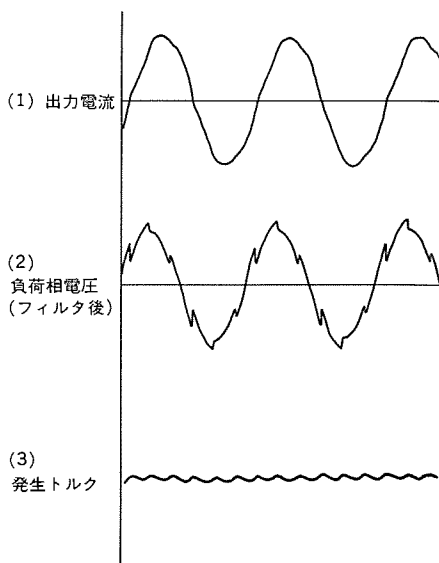
(d) 等価基準信号

図 6. 出力波形に及ぼす t_d の影響

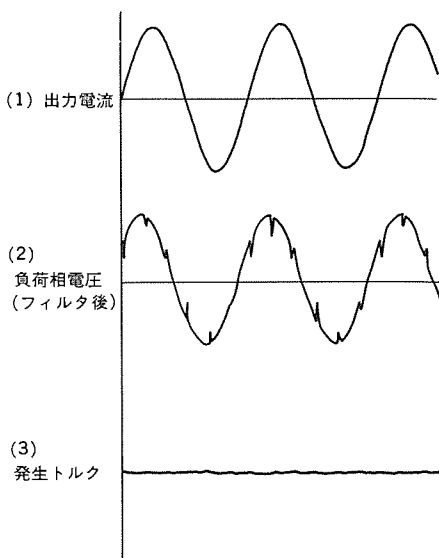
は短絡防止時間とスイッチングキャリア周波数との積、すなわちキャリア一周期に占める短絡防止時間の割合で決まる。実際に波形ひずみに影響を及ぼす短絡防止時間 (t_d) は、設定した短絡防止時間 (t_d^*) から素子の蓄積時間を差引いた時間である。このため、キャリア周波数を高くしようとした場合には、蓄積時間には電流依存性があるので、 t_d を小さくするには限度がある。したがって、重畳される矩形波電圧は相対的に大きくなり、出力波形のひずみは大きくなる傾向がある。

このシステムでは、瞬時出力電圧を検出し、キャリア周波数成分を取り除いた後、基準信号にフィードバック制御することにより、上述した t_d による出力波形のひずみを補正している。このとき、フィードバック制御は、出力波形のひずみに応答すればよく、出力周波数とキャリア周波数との差が大きいくほど、フィルタの設定は容易になる。

図 7. に、瞬時電圧フィードバック制御による出力波形の補正の効果をシミュレーションした結果を示す。瞬時電圧の検出は、フィルタを通した信号をフィードバック信号としているので、このシミュレーションでは、相電圧に重畳される電圧を t_d の大きさを考慮に入れた矩形波信号として扱っている。同図(a)はフィードバック制御を行っていないときのものであり、負荷の相電圧には(a)-(2)に示すように 60° 幅の階段波電圧が重畳されるため出力電流がひずみ、また発生トルクに $6 \cdot f_0$ の脈動が現れている。一方、フィードバック制御を行うことにより、同図(b)-(2)に示すように階段波電圧がほぼ補正され、出力



(a) フィードバック制御無し



(b) フィードバック制御有り

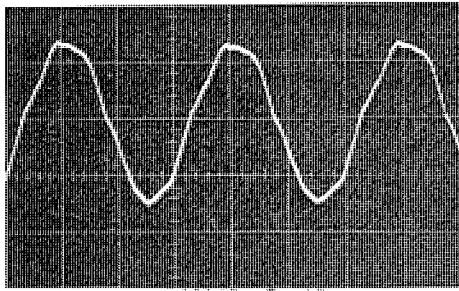
図 7. シミュレーション結果

電流が正弦波状になるとともに、トルク脈動も非常に軽減されていることが分かる。

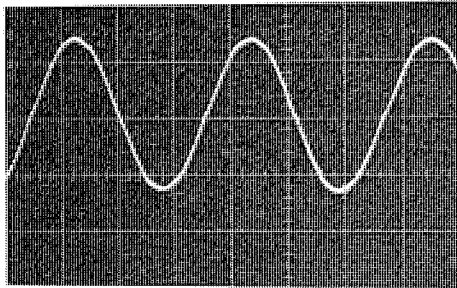
6. 誘導電動機駆動時の実験結果

前述の BI-MOS インバータにより、図 5. に併記した試験条件の下で誘導電動機を駆動し、出力波形ひずみの補正の効果を検証するとともに、電動機から発生する騒音を分析した。

まず、瞬時出力電圧フィードバック制御の有無によるインバータ出力電流波形の相違を図 8. (a)(b)に示す。同図(a)のフィードバック制御を行わないときには、キャリア周波数成分のリプルは消滅している反面、 t_d の影響による出力電圧波形ひずみに起因する $6 \cdot f_0$ 成分の脈動が現れている。これは、キャリア周波数が数 kHz の場合には $t_d \cdot f_c$ (キャリア一周期に占める (t_d の割合) は数 % であるのに対し、20(kHz) のキャリア周波数では、 $t_d \cdot f_c$ が約 1 けた(桁)大きくなるので、出力波形へのひずみの影響もそれだけ大きくなるからである。一方、(b)は、フィードバック制御を行った場合の出力電流波形である。同図



(a) フィードバック制御無し



(b) フィードバック制御有り

図 8. インバータ出力電流波形

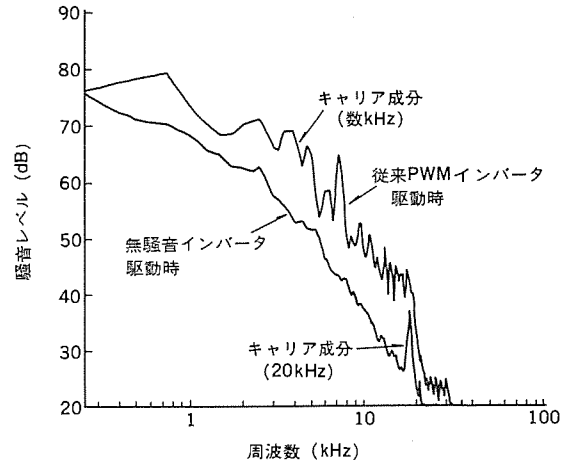
から、瞬時電圧フィードバック制御により出力波形のひずみが補正でき、また高調波リップルのほとんど無い正弦波波形になっていることが分かる。

次に、図 9. に騒音の分析結果を示す。従来の数 kHz の PWM インバータや商用電源で駆動した場合との比較で示しているが、20 (kHz) PWM インバータでの可聴周波数領域での騒音レベルは、商用電源での騒音と同レベルにまで低減されていることが分かる。

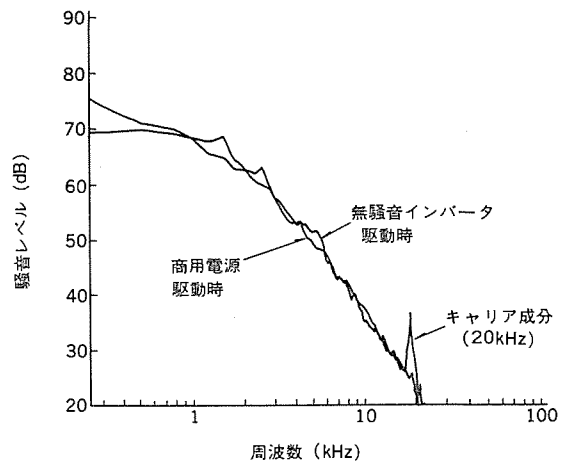
7. む す び

BI-MOS 素子を用いたキャリア周波数が 20 (kHz) の正弦波 PWM インバータにより、出力電流波形はリップルのほとんど無い正弦波電流になるとともに無騒音化が達成できた。

今後、無騒音インバータは、電動機駆動用インバータのみならずその他の変換装置に対しても、その用途は更に拡大していくことが期待できる。



(a) 従来 PWM インバータ (数 kHz) との比較



(b) 商用電源駆動時との比較

図 9. 騒音分析結果 (聴感補正は行っていない)

参 考 文 献

- (1) V. R. Stefanovic : "Present Trends in Variable Speed AC Drives", IPEC-TOKYO '83, PP. 438~449 (1983)
- (2) K. Kawagishi, et al. : "Acoustic Noise-less Sinusoidal PWM Inverter Employing BI-MOS", IECON '84 (1984)

1. ま え が き

誘導電動機及び永久磁石式同期電動機は、ブラシレス構造のため保守性・耐環境性に優れ、特に誘導電動機は構造が簡単で堅ろうである。これらの電動機の応答性は近年種々の解析がなされ、他励直流電動機と同等に制御できることが明らかにされている⁽¹⁾⁽²⁾。

このたび、これら誘導電動機あるいは永久磁石式同期電動機を用いた高速高精度な応答を示すソフトウェアACサーボシステムを開発したので紹介する。

2. システム構成

このシステムでは、全制御（位置決め制御、速度制御、電流制御）を1個のマイクロプロセッサにより行っているため、誘導電動機あるいは永久磁石式同期電動機の両電動機について、同一ハードウェアでシステムを構成することができる。システム構成を図1に示す。システム構成要素の各機能について以下に述べる。

2.1 デジタルACサーボシステムの構成要素

(1) CPU

高速16ビットマイクロプロセッサを用いており、アセンブリ言語で開発したプログラムに従って各種信号処理及び周辺装置の制御を行う。

(2) 正弦波関数テーブル用ROM

座標変換の演算を高速に行うために、正弦波関数の位相と振幅との関係をあらかじめ計算してROMにテーブルとしている。

(3) コンソール

各種データをシステムに入力したり、システムの状態を確認するために用いる。RS232Cでインタフェースしている。

(4) A/Dコンバータ

電動機の一次電流をデジタル量に変換する。

(5) PWMコントローラとインバータ

PWMコントローラはアップダウンカウンタとデジタルコンパレータからなり、インバータ出力電圧をCPUが与える一次電圧指令に一致するようにデジタル的に制御する。

(6) レゾルバ励振回路

90度位相のずれた一定周波数の二相信号を発生し、レゾルバに回転磁界を発生させる。

(7) 位置検出回路

励振信号とレゾルバ二次巻線誘起電圧との位相差を、高周波数のクロックとカウンタによりデジタル的に検出し、電動機の回転位置を検出する。

(8) レゾルバ

高精度位置検出器としてブラシレスレゾルバを用いた。制御の関係上、永久磁石式同期電動機の場合には電動機と同じ極数のレゾルバを用いる。誘導電動機の場合は任意の極数のレゾルバでよい。

(9) 電動機

用途に応じて、誘導電動機あるいは永久磁石式同期電動機の2種類が接続できる。

2.2 システムの拡張

このシステム自身で独立した位置決めサーボシステムとして用いることができ、また更に他の上位計算機とリンクして、より高級なシステムに発展させることも可能である。

3. 制御方式

このシステムの基本制御ブロック図を図2に示す。位置制御は、電動機の回転軸の位置情報をフィードバックするセミクロスドループにしている。また位置制御ループのほかに、速度制御ループ及び電流制御ループのマイナーループを設けて制御系の安定化と応答の高速化を図っている。

以下、このシステムにおける電流制御法の特長、誘導電動機と永久磁石式同期電動機との制御上の違い、位置・速度の検出方法と制御法について述べる。

3.1 電流制御

交流電動機の電流制御法には数通りあり、このシステムではその中で最もソフトウェア化に適すると考えられる直流制御法を用いている。直流制御法では、交流電動機の一次電流及び一次電圧を磁束軸と同期して回転する座標上に変換して位相角の因子を取り除き、トルク発生に関与する成分を直流表示する。言い換えれば、交流電動機を直流電動機化して制御を行うのである。

高速応答が要求される制御システムのソフトウェア化で必ず問題とな

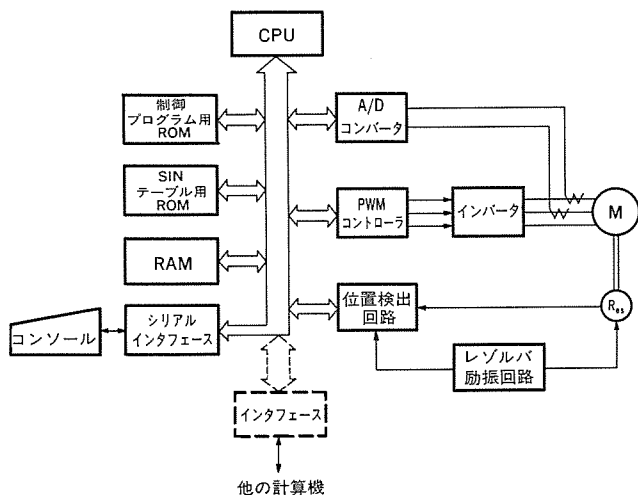


図1. システム構成

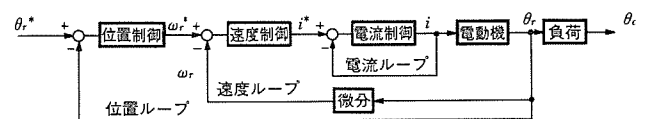


図2. 位置決めサーボシステムの基本ブロック図

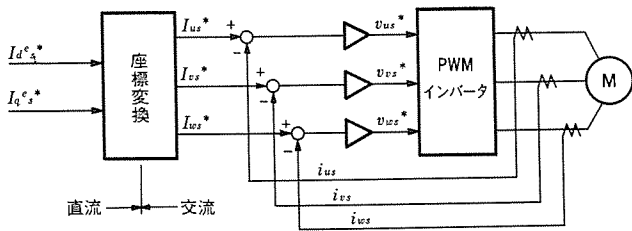


図 3. 交流制御方式

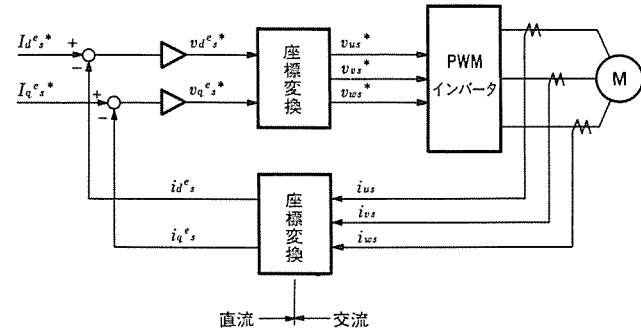


図 4. 直流制御方式

るのが、サンプリング及びマイクロコンピュータのタスク処理時間による無駄時間の影響である。特に交流電動機の場合、従来からよく用いられている図 3. に示す電流制御法では、レギュレータは交流量を扱うので定常状態（定速度回転かつ定負荷時）においてさえも、指令に対する位相の遅れ、振幅の減衰などの偏差が存在し、直流電動機並みのトルク制御を実現することが難しくなる。ループゲインを大きくすることで偏差を小さくすることには、サンプリングやPWM制御による無駄時間の影響により、リミットサイクルを生じ、それに伴ってトルク脈動や騒音を発生するので限度がある。これに対し、図 4. に示す今回用いた直流制御法ではレギュレータは直流量を扱うので、PI 制御にして電流ループのゲインを必要以上に高く設定することなく、定常偏差を零とすることができる。

(1) 誘導電動機の線形制御

誘導電動機の電圧電流方程式は、角周波数 ω で回転する d^e-q^e 座標上では式(1)で表される。

$$\begin{bmatrix} v_{d^e s} \\ v_{q^e s} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + \sigma L_s P & -\sigma L_s \omega & (M/L_r) P & -(M/L_r) \omega \\ \sigma L_s \omega & R_s + \sigma L_s P & (M/L_r) \omega & (M/L_r) P \\ -MR_r/L_r & 0 & R_r/L_r + P & -p\omega_s \\ 0 & -MR_r/L_r & p\omega_s & R_r/L_r - P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d^e s} \\ i_{q^e s} \\ \lambda_{d^e r} \\ \lambda_{q^e r} \end{bmatrix} \dots (1)$$

ここで、

- R_s, R_r : 一次及び二次巻線抵抗 (一次換算)
- L_s, L_r, M : 一次、二次巻線の自己インダクタンス及び相互インダクタンス (一次換算)
- $\sigma = 1 - M^2/L_s L_r$: 漏れ係数
- p : 極対数
- ω_s : すべり角速度 (機械角)
- $v_{d^e s}, v_{q^e s}$: d^e 軸及び q^e 軸一次電圧
- $i_{d^e s}, i_{q^e s}$: d^e 軸及び q^e 軸一次電流

$\lambda_{d^e r}, \lambda_{q^e r}$: d^e 軸及び q^e 軸二次巻線磁束鎖交数

$P = d/dt$: 微分演算子

式(1)の3行目及び4行目から式(2)を満足するには、すべり角周波数を式(3)、式(4)に従って与えればよい。

$$\lambda_{q^e r} = 0 \dots (2)$$

$$p\omega_s = \frac{MR_r/L_r}{\lambda_{d^e r}'} \cdot i_{q^e r} \dots (3)$$

$$\lambda_{d^e r}' = \frac{MR_r/L_r}{P + R_r/L_r} \cdot i_{d^e s} \dots (4)$$

$i_{d^e s}$ を一定値 ($I_{d^e s}^*$) にすると、式(1)~(4)から式(5)が得られる。

$$\lambda_{d^e r} = MI_{d^e s}^* \dots (5)$$

式(1)の出力方程式は式(6)で表されるが、式(2)を満足すべく式(3)、式(4)に従って制御を行えば式(7)となり、更に式(5)を満足すれば式(8)あるいは式(9)のように線形になる。

$$T_e = pM(i_{q^e s} \lambda_{d^e r} - i_{d^e s} \lambda_{q^e r})/L_r \dots (6)$$

$$= pMi_{q^e s} \lambda_{d^e r}/L_r \dots (7)$$

$$= (pM^2 I_{d^e s}^*/L_r) \cdot i_{q^e s} \dots (8)$$

$$= (pM\Lambda^*/L_r) \cdot i_{q^e s} \dots (9)$$

ここで、

T_e : 発生トルク

$\Lambda^* = MI_{d^e s}^*$: 二次巻線鎖交磁束指令値

(2) 同期電動機の線形制御

非突極構造の永久磁石式回転界磁形同期電動機が、同期運転されているときの電圧電流方程式は、同期角速度 ω で回転する d^e-q^e 座標上では式(10)のように表される。

$$\begin{bmatrix} v_{d^e s} \\ v_{q^e s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + PL_s & -\omega L_s \\ \omega L_s & R_s + PL_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d^e s} \\ i_{q^e s} \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} -\lambda_{q^e M} \\ \lambda_{d^e M} \end{bmatrix} \dots (10)$$

ここで、

$\lambda_{d^e M}, \lambda_{q^e M}$: d^e 軸及び q^e 軸電機子巻線鎖交磁束数

$\lambda_{q^e M} = 0$ となるように d^e 軸、 q^e 軸を選ぶと、発生トルクは式(11)のように線形表示される。

$$T_e = p\lambda_{d^e M} \cdot i_{q^e s} \dots (11)$$

式(11)から分かるように $i_{d^e s}$ はトルク発生に関与しないので零であることが望ましい。

(3) 電動機のブロック線図

線形制御された場合、電動機のブロック線図は図 5. のように表すことができる。

ここで、

J : 電動機と負荷の慣性モーメント

R_w : 電動機と負荷の回転制動係数

T_l : 負荷トルク

また、誘導電動機の場合には、

$$L_a = \sigma L_s \dots (12)$$

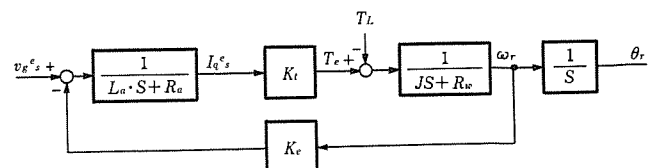


図 5. 線形制御された電動機のブロック線図

4. 設計例と性能例

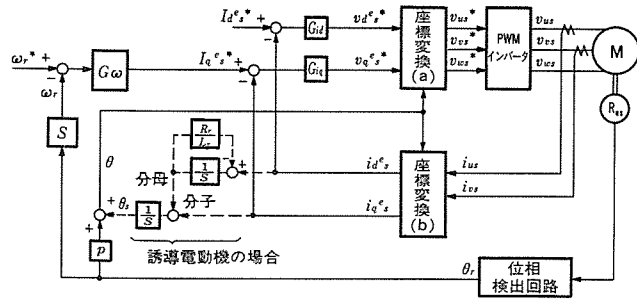


図 6. 誘導電動機及び同期電動機の制御回路の構成

$$R_a = \sigma L_s (R_s / \sigma L_s + R_r / \sigma L_r) \quad (13)$$

$$K_T = p M \Lambda^* / L_r \quad (14)$$

$$K_e = p L_s \Lambda^* / M \quad (15)$$

永久磁石式同期電動機の場合には、

$$L_a = L_s \quad (16)$$

$$R_a = R_s \quad (17)$$

$$K_T = p \lambda a^* M \quad (18)$$

$$K_e = p \lambda a^* M \quad (19)$$

である。図 5. のブロック線図は永久磁石式他励直流電動機と全く同じブロック構成で、線形制御された交流電動機は、直流電動機と同様な特性を示すことになる。

(4) 制御構成

図 6. はこのシステムの制御回路の構成である。誘導電動機と永久磁石式と同期電動機との制御上での違いは、図中破線で示すすべり周波数の部分が誘導電動機の場合必要なことと $I_{d^*s^*}$ の与え方である。 $I_{d^*s^*}$ は誘導電動機の場合式 (20) に従い、永久磁石式同期電動機の場合には零を与える。

$$I_{d^*s^*} = \Lambda^* / M \quad (20)$$

座標変換(a)は式(21)、座標変換(b)は式(22)で表される変換を行っている。ただし、 d^e 軸は u 軸に対し時計方向に θ だけずれているものとしている。

$$\begin{bmatrix} v_{us}^* \\ v_{vs}^* \\ v_{ws}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2/3} & 0 \\ -\sqrt{1/6} & \sqrt{1/2} \\ -\sqrt{1/6} & -\sqrt{1/2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{d^*s^*} \\ v_{q^*s^*} \end{bmatrix} \quad (21)$$

$$\begin{bmatrix} i_{d^*s^*} \\ i_{q^*s^*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{3/2} & 0 \\ \sqrt{1/2} & \sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{us} \\ i_{vs} \end{bmatrix} \quad (22)$$

3.2 位置の検出と制御

このシステムでは、位置検出器にブラシレスレゾルバを用いた。レゾルバ自身はアナログ検出器であるが、高分解能な A/D 変換が容易に行える絶対的位置検出器である。このシステムでは、6 極のレゾルバで最小分解能 0.015 度のデジタル位置検出を実現している。

位置制御は、移動量の指令値とフィードバックとの誤差を累積し、この累積誤差を係数倍したものを速度指令とする方法をとっている。

3.3 速度の検出と制御

速度の検出は、レゾルバで検出した位置信号の変化から、マイクロコンピュータで演算して求めており、6 極のレゾルバで約 1.4 rpm の最小分解能を実現している。速度制御は、このシステムを位置決めサーボとして用いるときは P 制御だけであるが、速度サーボとして用いるときは、PI 制御にして定常偏差が零になるようにしている。

図 5. で示したブロック線図を用いて誘導電動機、あるいは永久磁石式同期電動機の両方について制御系の設計を行い、所望の性能を得たので紹介する。

4.1 設計例

q^e 軸一次電流制御系の交差角周波数は 800 rad/s に設計し、 d^e 軸一次電流制御系は q^e 軸との相互干渉が無視できるように設計した。電流制御 1 サンプル当りのマイクロプロセッサ所用時間は、約 180 μ s である。速度制御系の交差角周波数は、無負荷状態にて 400 rad/s に設計した。位置制御系の交差角周波数は、50 rad/s に設計した。位置及び速度制御 1 サンプル当りのマイクロプロセッサ所用時間は約 110 μ s である。図 7. 及び図 8. の実線は、それぞれ永久磁石式同期電動機の q^e 軸一次電流制御系及び速度制御系を、無駄時間を含まない連続制御系として設計した閉ループ伝達関数の周波数特性を示す。

4.2 性能例

図 7. 及び図 8. の黒丸は、それぞれ実線の設計によるこのサーボシステムの q^e 軸一次電流及び速度の周波数応答の実測値である。設計値と実測値とを比較すると、ゲインは良く一致しているが、高い周波数

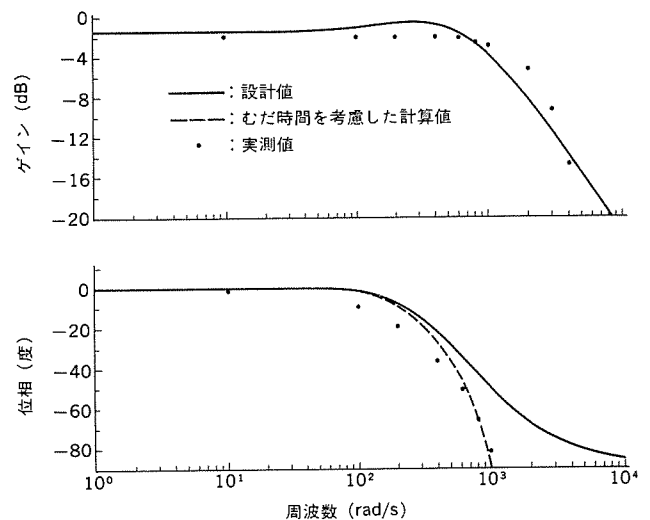


図 7. q^e 軸一次電流制御系の周波数特性

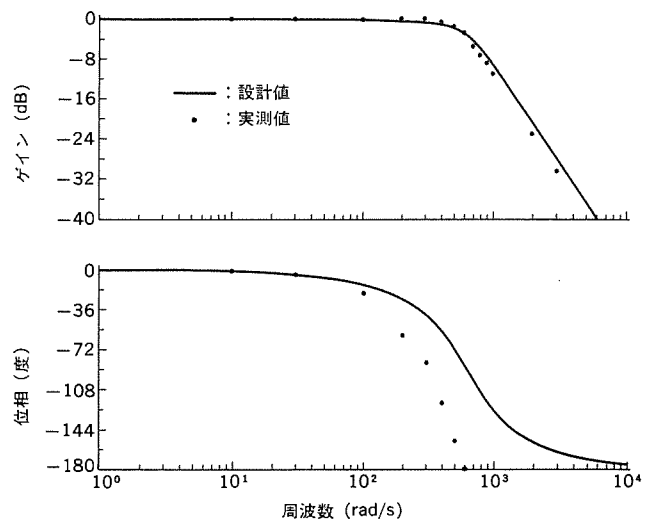


図 8. 速度制御系の周波数特性

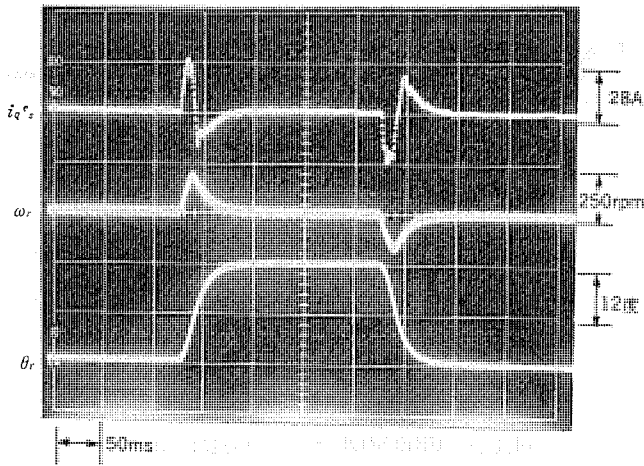


図 9. 位置のステップ応答波形

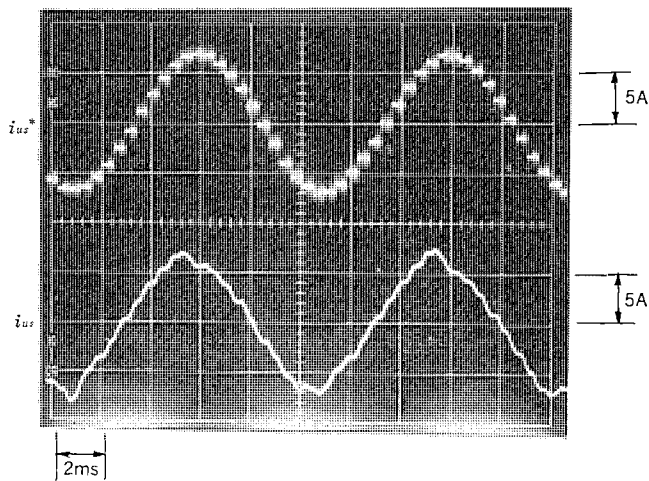


図 10. 最高速回転時の一次電流波形

では位相の遅れが設計よりも大きくなっている。これは実際のシステムは無駄時間を含む離散値系となっているからで、無駄時間を考慮して計算した位相特性を破線で示しておく。

図 9. は電機子慣性モーメント 0.015 kgm^2 の 800 W 誘導電動機に、慣性モーメント 0.022 kgm^2 の円板をつけて位置のステップ応答試験を行った例である。電流制御系が多少飽和しているが、位置制御系は 20 ms の時定数で応答している。

図 10. は直流制御法の有効性を示す例として、誘導電動機を軽負荷にて定格回転数 $2,000 \text{ rpm}$ で回したときの一次電流波形である。 i_{us}^* は制御には用いず、実電流と比較するためにマイクロコンピュータで演算した交流電流指令である。この図から定常状態における電流制御系の良好な制御性を確認することができる。

5. む す び

以上に述べたように、1個の高速マイクロプロセッサを用いて誘導電動機及び永久磁石式同期電動機を用い、直流制御法及び線形制御法により周波数応答が 400 rad/s の速度制御系を持つソフトウェア AC サーボシステムを実現することができた。

今後このサーボシステムを充実させるとともに、需要家各位の御指導と御協力を得ながら、最適なシステムの実現を目指したいと考えている。

参 考 文 献

- (1) H. SuPimoto, M. Koyama, M. Yano, E. Ohno : "A New Transfer Function of An Induction Motor Driven by Variable Frequency Source" IEEE-PESC '83 pp. 102~110
- (2) 杉本, ほか : AC サーボシステム, 三菱電機技報, 57, No. 7, (昭 58)

工作機用新形AC主軸駆動装置《FREQROL-SE》

吉田太郎*・小山正人**・鎌倉孝幸***・大上正勝***・深沢和夫***

1. ま え が き

最近の工作機主軸駆動は、耐環境性の向上、メンテナンスフリー、高速回転などの要求から、かご形インダクションモータ駆動方式が主流となり、更に応答性・オリエン性能・速度制御性などに関する動特性及び精度向上が要求されている。

これらにこたえる新機種として、永年の工作機械主軸駆動に関する豊富な経験と長い歴史をもつモータ製造技術及び《FREQROL-SX》で蓄積したAC主軸インバータの技術、並びにマイクロプロセッサ应用技术を駆使することにより、電流制御形ベクトル制御方式を用いた、

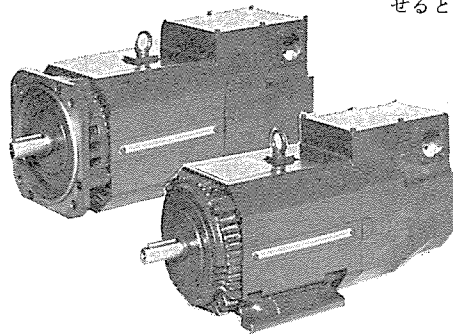
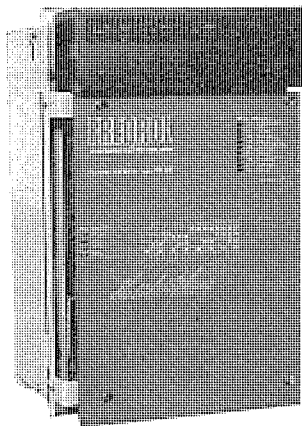


図 1. 工作機用新形 AC 主軸駆動装置の外観

DDC (Direct Digital Control) 形 AC 主軸駆動装置《FREQROL-SE》(図 1.) を製品化した。ここでは、この新機種の制御方式、性能、特長について紹介する。

2. 特 長

今回、製品化した《FREQROL-SE》の特長は下記のとおりであり、詳細な仕様を表 1. に示す。

(1) 高速運転

ベアリングの長寿命化及びビルトイン形磁気式エンコーダの採用により、8,000 rpm の最高速度を実現している。

(2) 高精度制御

電流制御形ベクトル制御方式を 16 ビットマイクロプロセッサによって実行させるとともに、運転状態に応じたモード切替や予測制御、非線形補償などにより安定かつ高精度な制御を実現した。

(3) 低騒音・低振動

長い歴史をもつモータ製造技術とインバータの改良により、騒音レベル75 dB(A)、振動階級 V5 を実現した。

(4) 低熱変形

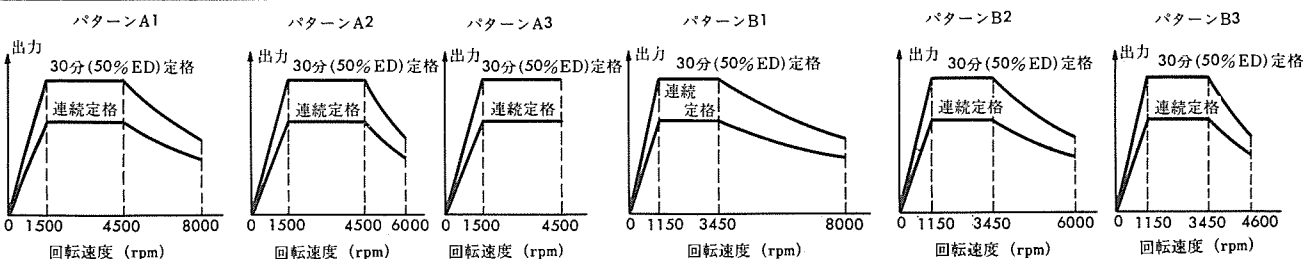
モータで発生する熱を機械に伝えにくい構造とし、熱変形による加工精度低下を防止している。

(5) 耐電源事情

全トランジスタ式回生コンパタを採用することにより、高効率かつ高応答な電源への回生を実現するとともに、瞬

表 1. 新形 AC 主軸モータ及び制御装置の仕様

	標準							準標準							
	形式	SJ-5.5A	SJ-7.5A	SJ-11A	SJ-15A	SJ-18.5A	SJ-22A	SJ-3.7B	SJ5.5B	SJ-7.5B	SJ-11B	SJ-15B	SJ-18.5B	SJ-22B	
モータ	連続定格出力 (kW)	3.7	5.5	7.5	11	15	18.5	2.2	3.7	5.5	7.5	11	15	18.5	
	30分(又は50%ED)定格出力 (kW)	5.5	7.5	11	15	18.5	22	3.7	5.5	7.5	11	15	18.5	22	
	低減連続定格出力 (kW)	2.0	3.0	5.5	8.0	11	—	0.9	1.5	3.0	4.0	6.0	11	13.5	
	ベース速度 (rpm)	1,500		1,500			1,500	1,150		1,150			1,150		
	最高速度 (rpm)	8,000		6,000			4,500	8,000		6,000			4,600		
	振動階級	V5					V10	V5					V10		
	騒音 (dB(A))	75					80	75					80		
	過負荷耐量	30分 (又は50%ED) 定格出力の120%							30分 (又は50%ED) 定格出力の120%						
	出力特性のパターン	A1		A2			A3	B1		B2			B3		
	形式 (FR-SE-2-)	5.5K	7.5K	11K	15K	18.5K	22K	3.7K	5.5K	7.5K	11K	15K	18.5K	22K	
制御装置	電源容量 (kVA)	9	12	17	23	28	33	6	9	12	17	23	28	33	
	電源仕様	三相200/200-230V ±1% , 50/60Hz ±3%							三相200/200-230V ±1% , 50/60Hz ±3%						
	速度変動率	最高速度の0.2%以下 (10-100%の負荷変動に対して)							最高速度の0.2%以下 (10-100%の負荷変動に対して)						
	速度指令	10VDC, 12ビットバイナリ又はBCD2桁							10VDC, 12ビットバイナリ又はBCD2桁						



停・瞬時電圧降下などの悪い電源事情に対し強くしている。

(6) 多様な仕様

ベース速度、最高速度、インタフェース仕様、及びデジタル速度のBCD/BINARY などの変更は、ディップスイッチ 切換で簡単にできる。

(7) 最小調整と均一特性

位置ループ、速度ループをマイクロプロセッサによりデジタル化した。位置ループ制御定数、速度ループ制御定数及び機械減速比などをディップスイッチ等にて設定することにより、調整の最小化を実現するとともに温度変動、部品ばらつきの影響を最小にし、特性の均一化を実現した。

(8) 制御装置の小形化

永年蓄積したパワートランジスタ応用技術の使用と、制御回路のデジタル化、HIC 化及び高度の実装技術により小形化を実現した。

3. システムの構成

図 2. にこのシステムの構成を示す。主回路は AC 電源を整流するダイオードブリッジ、DC を AC に変換するトランジスタブリッジ及びモータに制動をかける際に発生する回生エネルギーを、AC 電源に回生するトランジスタコンバータからなる。制御回路は 16ビットマイクロプロセッサと周辺 LSI で構成され、位置制御、速度制御及び電流制御を行っている。以下、高速化を実現したモータ、高精度、高応答を実現した制御方式、及び AC 電源にエネルギーを回生する回生コンバータについて述べる。

3.1 主軸モータ

新形 AC 主軸モータは、永年にわたって積み上げられてきた、パワーエレクトロニクス化に適したインダクションモータの設計、製造技術に加えて、工作機械の主軸駆動に特有のノウハウを結集して生み出された全閉形モータである。

新形 AC 主軸モータの主要な特長を以下に示す。

(1) 広範な可変速範囲

ベアリング部の温度を低下させる特殊冷却構造の採用、高速・高温でもグリスの潤滑性能を低下させない特殊ベアリングの採用、及び速度検出器のビルトイン化により、最高速度を 8,000 rpm (30 分定格出力で 7.5 kW) 及び 6,000 rpm (30 分定格出力で 18.5 kW) へとそれぞれ高速化した。

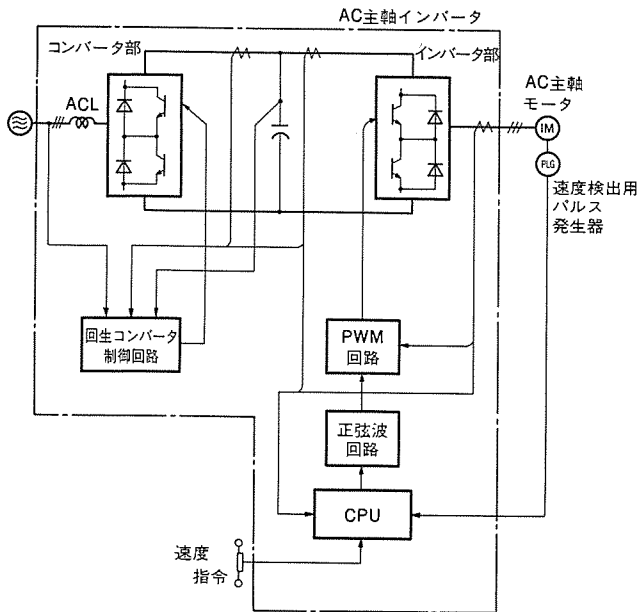


図 2. システムの構成

(2) 低振動

バランスリングを兼ねた内部冷却ファンによる高精度のダイナミックバランス取り、ベアリングに与える最適予圧の選定、及び加工、組立の精度向上により、全変速範囲において振動階級 V5 (30 分定格出力で 18.5 kW 以下) を実現した。

(3) 低い機械への熱伝達

負荷側のブラケット部の温度を低下させる特殊冷却構造の採用、及び高速でも発熱の少ないグリス潤滑性能の良い特殊ベアリングの採用により、フランジ面温度を開放形モータ並に低下させ、モータからの熱の伝達により機械の加工精度が悪化するのを防止している。

(4) 機械の高級感を支援するデザイン

工作機械の高級感及び精度感を助長するざん新なデザインを採用している。

図 3. に新形 AC 主軸モータの構造を示す。ここで、中心線から下側は足取付形の場合、中心線から上側はフランジ取付形の場合を示す。

3.2 制御装置

3.2.1 制御方式

工作機主軸駆動用 AC 主軸駆動装置において、高速応答でかつ高精度の速度制御、位置制御を実現するためには、回生コンバータ部の制御と並んでインバータ部の制御が重要なポイントとなる。

今回、製品化した《FREQROL-SE》では、AC 主軸モータを安定にかつ速応制御にするために、インバータ部の制御方式として電流制御ベクトル制御方式を用いている。図 4. にベクトル制御部のブロック線図を示す。図中の記号の意味は次のとおりである。

ω_r^* , ω_r : 速度指令, 実速度

ϕ_2^* , ϕ_2 : 二次磁束指令, 推定二次磁束

i_{E^*} , i_r^* : 励磁電流成分指令, トルク電流成分指令

ω_s^* , ω_0 : すべり周波数指令, 一次周波数

$\Delta\theta$: トルク 偏角

$|I_1^*|$: 一次電流指令振幅

$i_{1u}^* \sim i_{1w}^*$: 一次電流 (瞬時波形) 指令

ここでは、ベクトル制御演算に要求される精度や使用するマイクロプロセッサの演算速度などを考慮して、図中、破線で囲まれた部分の演算をマイクロプロセッサ内部で行い、一次電流指令はマイクロプロセッサの出力をハードウェアで合成することによって得ている。したがって、ベクトル制御演算部のサンプリング周波数によらず、インバータの最大出力周波数まで滑らかな波形の一次電流指令を発生できるので、サンプリング周波数は速度制御系の応答周波数に応じて設定することができる。その結果、ベクトル制御演算が簡略化できるので、オリエントのための

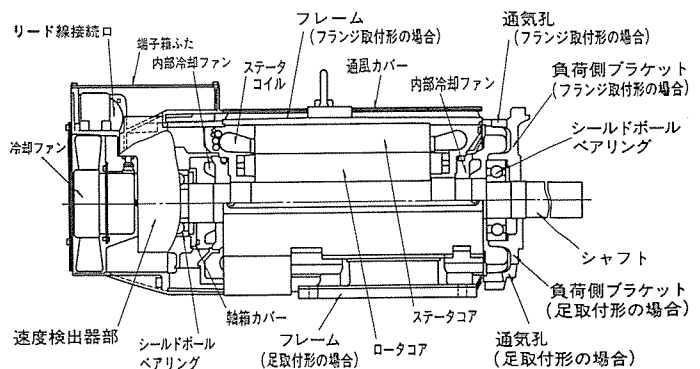


図 3. 新形 AC 主軸モータの構造

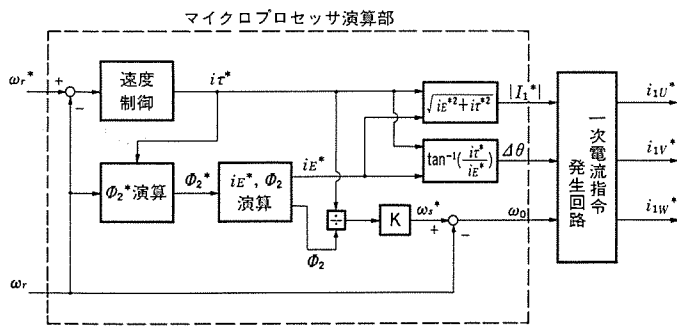


図 4. ベクトル制御部のブロック線図

位置制御演算をも含めて1個のマイクロプロセッサで処理できる。
次に、電流制御回路では一次電流指令と対応する実際の一次電流とを比較してPWM制御を行うが、この回路をアナログ回路で構成することにより、過電流の問題のない高速応答の電流制御系が得られる。しかし、電流制御系の設計においては、以下のような事柄に留意する必要がある。

(1) モータの電磁騒音

電流制御形ベクトル制御方式では、良好なベクトル制御性能を得るために、指令通りの一次電流をインダクションモータに供給する必要があるが、そのためには高いゲインの電流制御系が必要である。しかし、電流制御系のゲインが高いと、一次電圧に含まれる高調波成分が増加し、モータの電磁騒音が大きくなる。

(2) 逆起電力による電流制御系のゲイン低下

高速度域では、インダクションモータの逆起電力のために電流制御系のゲインが低下し、高速応答の電流制御性能が得られなくなる。そのために、ベクトル制御上の誤差を生じ速度制御性能が劣化する。

(3) 急加減速時の電圧飽和

急加減速時に二次磁束の制御が正しく行われないと電圧飽和が発生し、ベクトル制御が不能となり、発生トルクが振動するため滑らかな加減速動作が得られなくなる。

以上のような電流制御系の問題点や、AC主軸駆動装置として要求される種々の制御仕様を考慮して、図4.の制御回路においてはいくつかの工夫を施している。

まず、二次磁束指令演算部では、定出力域における界磁弱め制御、及び負荷に応じた可変励磁制御を取り入れることにより、運転状態に応じた最適な二次磁束指令を発生する。また、励磁電流成分指令・推定二次磁束演算部では、実際の二次磁束を推定し、それに応じた励磁電流成分指令を演算しているの、二次磁束指令が変化してもベクトル制御誤差の少ない一次電流指令を発生することができる。

その他、電圧飽和時の影響を低減したり、電流制御系の制御性を改善するための工夫がなされている。AC主軸駆動装置の特性に適合したこれらの制御方式は、マイクロプロセッサの柔軟性を最大限に活用することにより、初めて実現が可能となった。

3.2.2 回生コンバータ

通常の力行運転時は、ダイオードコンバータを用いて商用電源を直流に変換し、インバータ部に電力を供給している。モータ減速時などに生じる回生エネルギーの処理用として、トランジスタインバータを用いた強制転流形の回生コンバータを採用している。

この回生コンバータは電源電圧、回生用トランジスタの電流及びコンバータ電流を監視することにより、インバータ部、速度制御部とは独立に回生状態を高速に検出し回生動作を行わせている。また回生ト

ンジスタの能力範囲内で、最大の回生能力を発揮出来るよう設計されておりコンバータ部の小形化を図った。回生時の瞬停に対しても強制転流形のコンバータ採用のため、サイリスタを用いた回生コンバータのような転流失敗を起こすことがなくなったため、電源瞬停時においてもスムーズな運転が可能となった。更に回生トランジスタの電流検出用のCTには、ホール素子を使用したDCCTを用いているため過大電流の検出も高速に行えるようになり、回生コンバータ部もヒューズレス化を行っている。

以上述べたように、回生コンバータ部はインバータ部とは独立に制御されており、これらは純ハード的に構成されている。このため、速度制御回路部を担当しているマイクロプロセッサの負担が軽くなり、高速、高精度の速度制御の実現が可能となった。

4. 運転特性とシミュレーション

4.1 シミュレーション

この装置の開発に先立ち、図5.に示すインバータとモータ系全体のデジタルシミュレーションプログラムを開発した。インバータは電圧形インバータとして、電源インピーダンスも考慮した。このシステムは、計算時間の短縮をねらいとして、基本波モデルでシミュレーションを実行した。図6.は1,500rpm運転中に速度指令を、1,600rpmにステップ状に変化させた時の各部応答の一部を示したもので、速度指令ω_r*、速度ω_r、トルクT_M、モータの相電流それぞれの応答i_mを示している。

4.2 運転特性

工作機械の主軸駆動時の運転特性を示したものが図7.である。主軸モータ(出力5.5kW、ベース回転数1,500rpm)をモータGD²の3倍の負荷GD²を付加した時の始動停止特性である。図8.はオリエンテーション(位置決め)に入る過程の特性を示したもので、上記モータにてTop速度から位置決めオリエン速度を経由して、位置決めに至

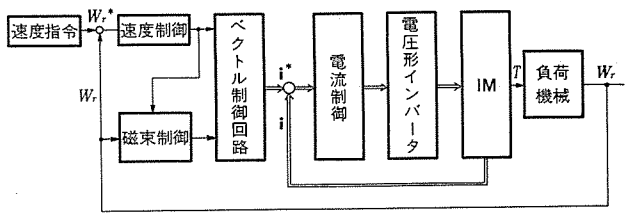


図 5. シミュレーションモデル

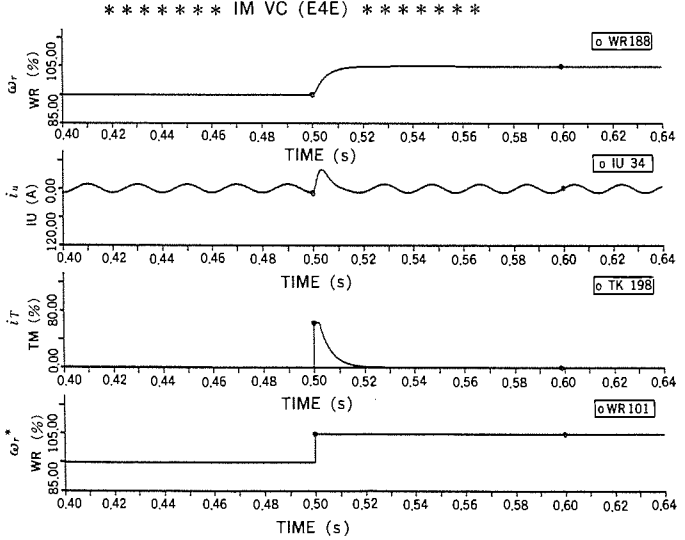


図 6. ステップ応答 (シミュレーション結果)

る動作である。この制御装置は速度応答の向上により、オリेंट時間の短縮ができた。

図9はインパクト応答性能を示すもので、負荷トルク $3 \text{ kg}\cdot\text{m}$ を

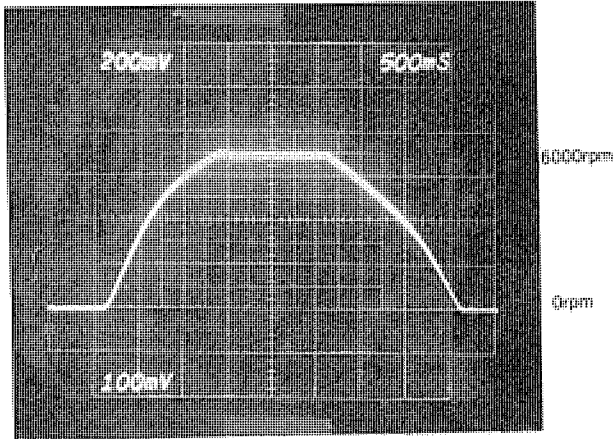


図7. 0~6,000~0 rpm 加減速特性

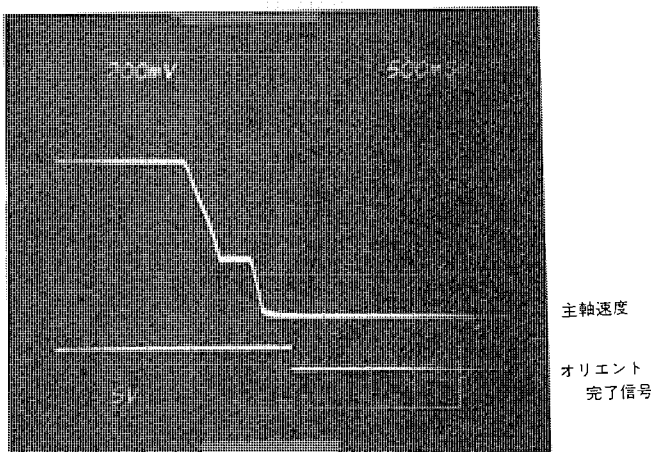


図8. オリेंट特性

OFFした時トルクの指令値と位置誤差を示したものであり、位置ループが 10 rad/s の応答を示している。図10は減速途中の電源瞬停 10 ms 時の運転動作を示したもので、異常なく安定な運転ができて

5. む す び

新形 AC 主軸駆動装置《FREQROL-SE》の特長、システム構成、その主な仕様、シミュレーション結果、及び主軸駆動装置の特性を紹介した。

今後、更にユーザーの要求にマッチした付加機能を持つ装置の製品化に努力を重ねる所在である。需要家各位の御指導、御批判をいただければ幸いである。

参 考 文 献

- (1) 水野ほか：工作機 AC 主軸装置のデジタル化，三菱電機技報，57，No. 7（昭58）
- (2) 赤松ほか：VVVF インバータによる誘導電動機の速度制御，三菱電機技報，56，No. 6（昭57）

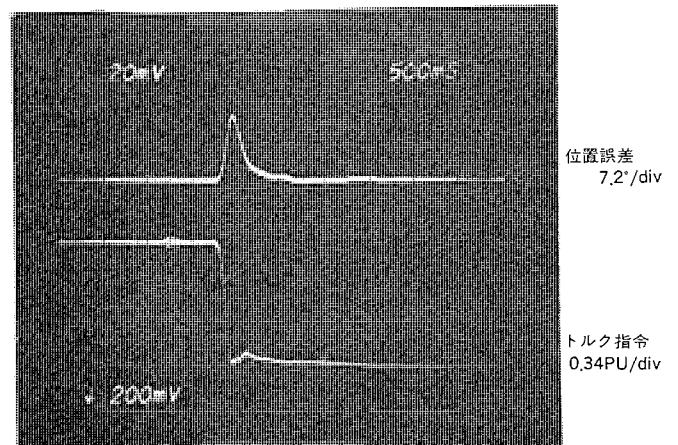


図9. インパクト特性

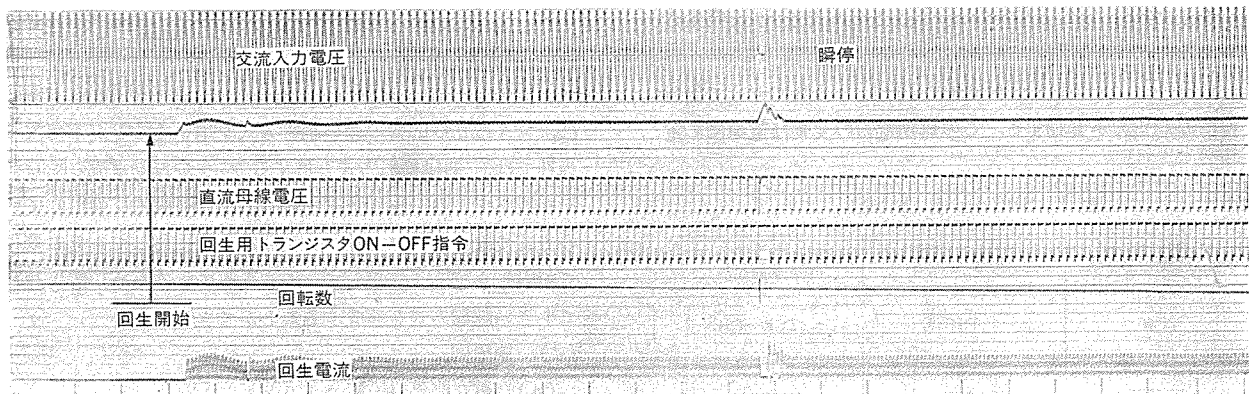


図10. 電源瞬停時の特性

静止形無効電力補償装置とその応用

竹田 正俊*・佐志田伸夫*

1. ま え が き

近年のパワーエレクトロニクス の著しい発展により、大容量電力変換器が実用化されてくるにつれて、従来は同期調相機などの回転機で行われていた無効電力補償の分野でも、サイリスタを用いた静止形無効電力補償装置 (SVC : Static VAR Compensator) がその主流になりつつある。また SVC の適用範囲も、これまでのアーク炉などによるフリッカの抑制用に加えて、安定度向上の目的で電力系統に適用する事例も増加してきており、SVC の設備容量は急激な伸びを見せている。

当社では、これら無効電力補償に関するニーズにこたえるために各用途における無効電力補償技術を確立してきており、SVC の制御方式としても、コンデンサ開閉方式とリアクトル制御方式を開発・実用化し、昭和 45 年以來各用途に適用してきた。更に最近では、関西電力(株)と共同で世界に先駆けて自動インバータ方式 SVC を実用開発し注目をあびた。

本稿では、これらの SVC の技術とその適用について述べる。

2. SVC の方式とその適用技術

SVC として現在実用化している方式には種々あるが、それぞれの方式には一長一短があり、用途に応じた最適システムを構成する必要がある(表 1.)。以下に各用途における SVC の方式とその適用技術について述べる。

2.1 製鋼用アーク炉への適用

製鋼用アーク炉では、電極と原料のスクラップとの間でアークを発生させその熱でスクラップを溶解するため、スクラップの溶け落ちやアークの不安定性によりアークの長さが不規則に変化し、それに伴って負荷電流、特に無効電力が変動する。この無効電力の変動は電源側に電

圧変動を生じさせ、周囲の需要家の照明に、ちらつきを与えるいわゆるフリッカを生じる。このようにフリッカは無効電力に伴う電圧の変動により生じるので、フリッカ防止対策として SVC により無効電力変動を抑制し電圧変動を減少させる方法が最も一般的に用いられている。SVC の方式としては、サイリスタ制御リアクトル方式 (TCR : Thyristor Controlled Reactor) を通常適用している。

(1) SVC のシステム構成

図 1. に製鋼アーク炉用 SVC の代表的なシステム構成を示す。同図 (a) は大容量タイプ (80~200 MVA) のものであり、この例では 33 kV 高圧サイリスタバルブを用いて直接 33 kV 母線に接続している。一方、(b) は中容量タイプ (10~80 MVA) のものであり、リアクトルを省略するために高インピーダンス変圧器を用い、サイリスタバルブは変圧器二次側の低電圧側 (3~10 kV) に接続している。高調波フィルタは通常一次側に接続するが、一次側電圧が高い場合には不経済となるので、同図(c)に示すように高インピーダンス変換器の三次側に接続する場合もある。

(2) 高調波電流

アーク炉電流やサイリスタに流れる電流は高調波成分を含んでいるため、SVC の進相コンデンサには高調波フィルタ機能を持たせて高調波を吸収するようにしている。サイリスタに流れる高調波電流は、3次、5次、7次などの奇数次数が中心であるが、実際の運転中ではアーク炉電流の大きさに応じてサイリスタ電流の大きさが半サイクルごとに制御されるために、2次、4次などの偶数次数も現れる。このため高調波フィルタの次数は、3次と5次を基本とし、必要に応じて2次、4次、7次フィルタを組み合わせるようになっている。

(3) 制御方式

アーク炉により生じる不規則な無効電力変動を効果的に抑制するには、できるだけ応答の速い制御方式を用いることが不可欠である。当社では、追従検出方式と称するアーク炉無効電流の瞬時検出方式を採用しており、無効電流を瞬時的かつ連続的に検出している。この方式では、アーク炉電流の突発的变化に対してもその変化に応じて検出値を絶えず修正していくことができるため、応答遅れの極めて小さい制御方式を達成することができる。

(4) 適用例

(a) 東京製鉄(株)納め 120 MVA SVC

この装置は、140 t アーク炉 2 台に対するフリッカ抑制用に設置されている(図 1. (a))。

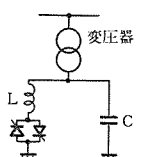
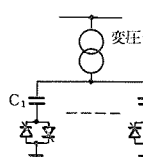
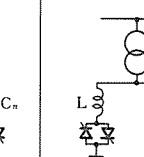
(b) 三菱製鋼(株)納め 60 MVA SVC

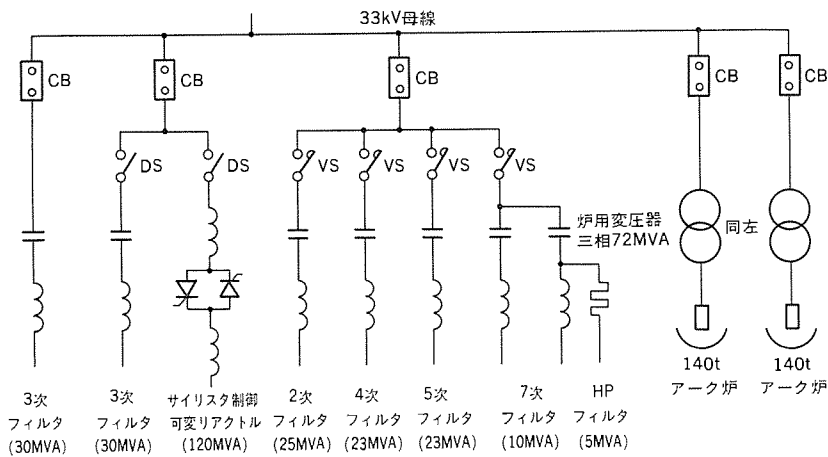
この装置は高インピーダンス変圧器の二次側にサイリスタ装置を接続し、三次側に高調波フィルタを接続することにより、コンパクトで経済的な装置としたものの代表例である(図 1. (c))。

2.2 圧延設備への適用

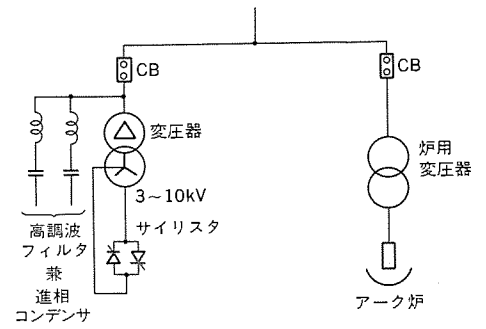
圧延設備における圧延機駆動用サイリスタ装置では、位相制御を行うため力率が比較的低く、無効電力を多く必要とする。特に、分塊ミルやホットストリップミルのような急激な負荷変動を生じる場合には、そ

表 1. SVC の各方式

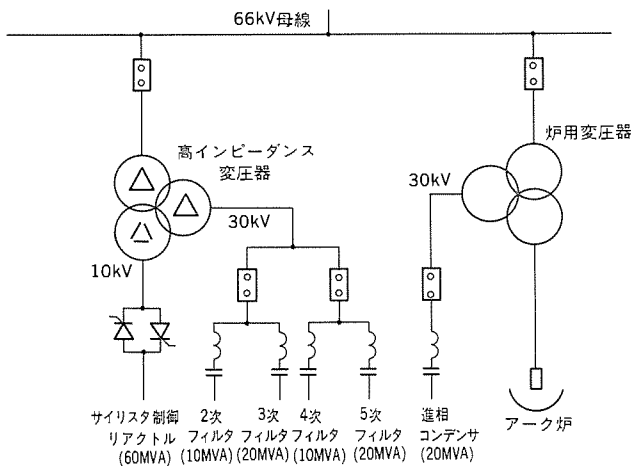
	サイリスタ制御 リアクトル方式	サイリスタ開閉 コンデンサ方式	コンデンサ・リアクトル 併用制御方式
	TCR	TSC	TCR+TSC
回路構成			
	コンデンサは固定で投入しておき、リアクトルに流れる電流をサイリスタで位相制御して無効電力を連続的に調整する。	サイリスタのON-OFF制御によりコンデンサバンクを開閉し、容量を段階的に調整する。	コンデンサをサイリスタでON-OFF制御して無効電力を粗調整し、リアクトルを位相制御して調整することにより全体として連続制御を行う。
特長	(1) 連続制御が可能 (2) 応答が遅い	(1) 損失が少ない (2) 高調波が発生しない	(1) 連続制御が可能 (2) 損失が少ない



(a) 大容量タイプ (80~200 MVA) TCR の例 (東京製鉄(株)納め 120 MVA SVC)



(b) 中容量タイプ (10~80 MVA) TCR の例



(c) 中容量タイプ TCR の例 (三菱製鋼(株)納め 60 MVA SVC)

図 1. 製鋼アーク炉用 SVC のシステム構成

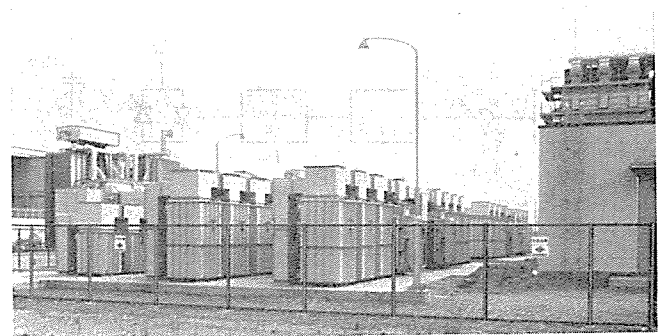


図 3. 60 MVA TSC 方式 SVC の外観

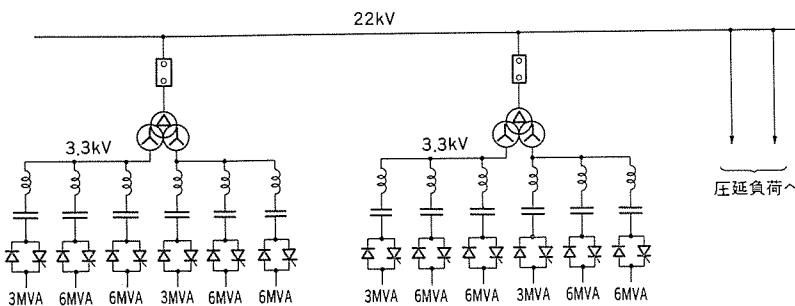


図 2. 圧延用 TSC 方式 SVC のシステム構成例

れに伴う無効電力変化による電圧変動が問題になる場合が多く、この電圧変動対策として通常 SVC が適用される。SVC としては前述の TCR 以外にサイリスタ開閉コンデンサ方式 (TSC: Thyristor Switched Capacitor) も多数用いられている。

(1) システム構成

図 2, 図 3. に圧延設備用の SVC において、TSC を適用した場合のシステム構成を示す。TSC の場合には、コンデンサを適容量のバンクに分割してそれぞれのバンクをサイリスタスイッチで開閉する方式であ

るため、本質的に高調波電流が発生しないという特長がある。コンデンサバンクの分割単位容量は、装置容量や電圧変動の抑制値によって異なるが、通常は 3 MVA 程度を単位容量とし、更に分割数を少なくするため図 2. のように 3 MVA と 6 MVA のバンクの組合せを用いている。TSC からは高調波電流の発生はないが、圧延負荷などから発生する高調波電流の過度の流入や、系統側との共振を避けるためにコンデンサには、通常 6~13 % 程度の直列リアクトルを設けている。コンデンサバンク数の少ない場合には、直列リアクトルを変圧器のインピーダンスにより代用する場合もある。

TCR の場合のシステム構成は、基本的には表 1. と同一であるが圧延機負荷が三相平衡負荷であるため、高調波フィルタは通常、5 次、7 次、11 次、13 次などの分路により構成している。

(2) 適用例

図 4. にホットストリップミルの無効電力補償用に、30 MVA の TSC を適用した場合の補償効果を示して

いる。この実施例では、約 27 MVAR の無効電力変動に対して、コンデンサ単位バンク容量の 3 MVAR 以内に抑制できていることがわかる。

2.3 電力系統への適用

電源から需要地まで電力を円滑に送るためには、その送電能力に応じた無効電力が必要となる。この無効電力はローカルに供給する必要があり、無効電力に過不足が生じるとその場所において電圧上昇あるいは電圧低下を招き、場合によっては安定な電力供給に支障をき

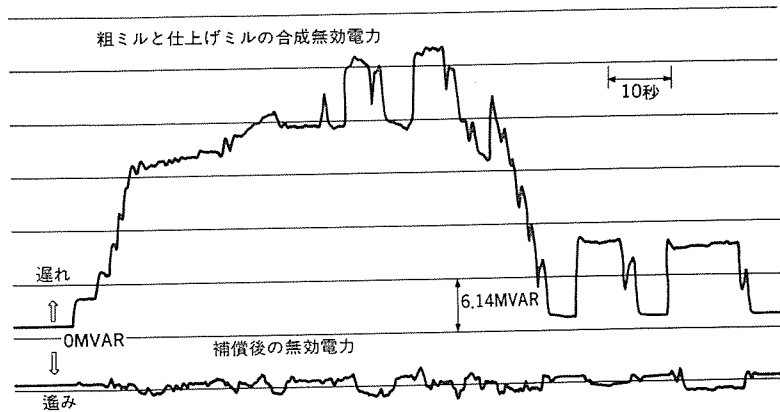


図 4. ホットストリップミルの無効電力補償効果

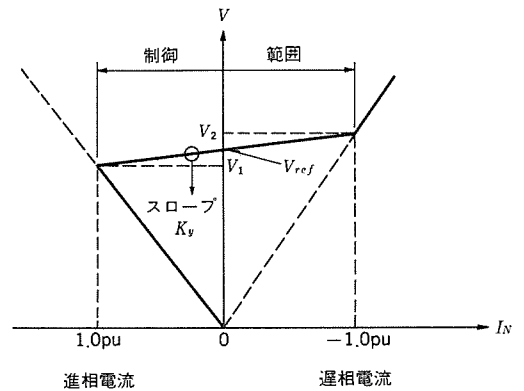


図 6. 電力系統用 SVC の制御特性

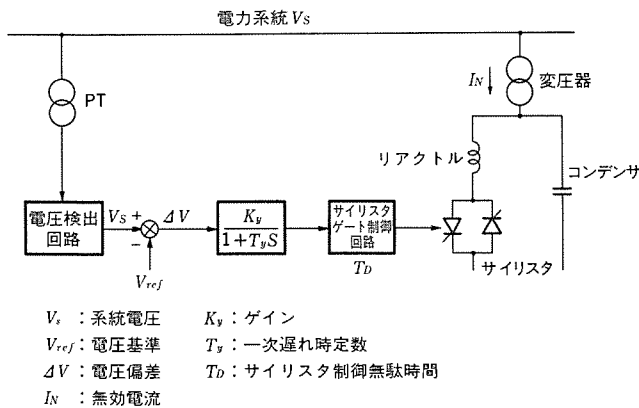


図 5. 電力系統用 SVC の基本制御系

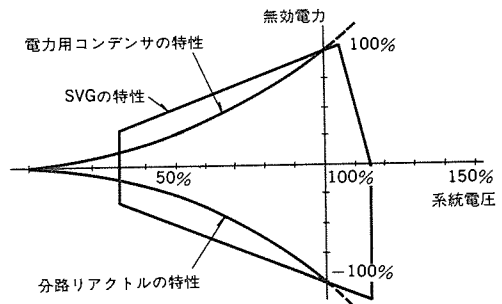


図 7. SVG の系統電圧対供給無効電力特性

たす場合もありうる。電力の安定供給を維持するためには、系統電圧の変動に即応した無効電力を供給することが必要であり、この目的のために SVC が適用される。

(1) システム構成

SVC の方式としては、TCR、TSC 及び TCR と TSC を組み合わせた (TCR+TSC) 方式が現在実用化されている。TCR 方式は、遅相分を零から定格容量まで連続して制御する方式であるため、通常、固定進相コンデンサ (FC) と併せて用いられる。最大進相補償量は FC 容量によって決り、最大遅相補償量は TCR の定格容量と FC 容量との差で決るので、進相領域から遅相領域まで補償する場合は、その分 TCR 容量を FC 容量より大きくする必要がある。

TSC 方式は、進相分を零から定格容量までステップ状に制御する方式であるため、通常、進相領域での補償に用いられる。(TCR+TSC) 方式は、上記の TCR と TSC を組み合わせたものであり進相領域では TSC と TCR の両方を制御し、遅相領域では TCR のみを制御することにより、TCR 方式に比べ TCR 部の容量を小さくでき、高調波の発生や運転損失を軽減することができる。

(2) 制御方式

SVC の基本制御は、SVC の接続点電圧を基準値 (V_{ref}) になるように制御する定電圧制御であり、図 5. の制御回路が用いられている。この場合の SVC の静的な制御特性を図 6. に示すが、制御回路パラメータとの関係は次のようになる。

(a) スロープ

スロープは $1/K_y$ で与えられ、制御ゲイン K_y を大きくすればスロープは 0 に近づき一定電圧を維持できることになるが、あまり K_y を大きくすると制御系が不安定になり、制御系が安定であるために

は近似的に次式を満たす必要がある。

$$K_y \cdot K_N < 1 + 2T_y / T_D \dots\dots\dots (1)$$

但し、 K_N は系統側のゲインを示し、 T_y は制御時定数、 T_D はサイリスタにおける制御無駄時間である。

(b) 応答性

微小変化に対するステップ応答は次式で計算される。

$$\frac{\Delta V_s}{V_{ref}} = \frac{K_y \cdot K_N}{1 + K_y \cdot K_N} \left(1 - e^{-\frac{1 + K_y \cdot K_N}{T_y} t} \right) \dots\dots\dots (2)$$

上記の定電圧制御以外に、目的に応じて補助信号を入力する場合もあり、その例として、

- (a) 無効電力制御信号 (定無効電力制御などの目的)
- (b) 電力動揺制御 (ダンピング強化の目的)

などがある。

2.4 自励式インバータ方式 SVG

表 1. に示した SVC の各方式は、いずれも無効電力制御量に合ったコンデンサ又はリアクトルを必要とするが、当社が関西電力 (株) と共同開発した自励式インバータを用いた無効電力補償装置 (SVG: Static VAR Generator) は、原理的に無効電力を発生あるいは消費するコンデンサやリアクトルが不要であるため、コンパクトな構成にすることができる。また、従来の SVC に比べ、電圧低下時における無効電力出力の低下の割合が小さいので、特に電力系統へ適用する場合においては過渡安定度向上効果が、従来の SVC に比べより一層期待でき、今後の適用が待たれる (図 7.)。

3. SVC の構成機器

TCR、TSC とともに基本的にはサイリスタバルブ、変圧器、リアクトル及びコンデンサから構成される。

3.1 サイリスタバルブ

TCR 用と TSC 用とは、印加される電圧、電流波形が違うので回

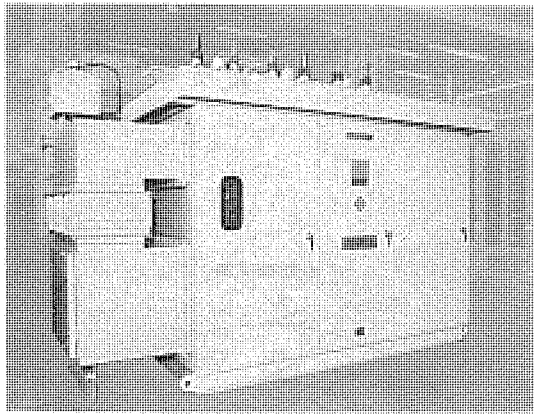


図 8. 三相 60 MVA 10 kV 屋外形空気絶縁水冷方式サイリスタバルブ

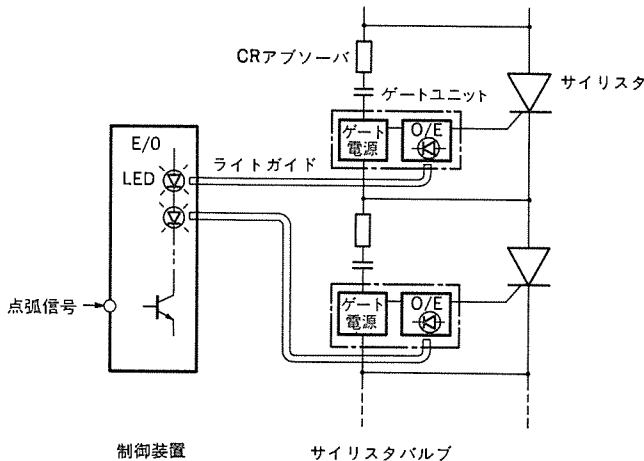


図 9. 光間接点弧方式の構成

路構成が若干異なるが、絶縁・冷却方式などは同一である。

(1) 絶縁・冷却方式

サイリスタバルブの絶縁方式は、メンテナンス性の点から空気絶縁としている。サイリスタバルブは、設置場所に応じて屋内形又は屋外形のキュービクルに収納される。

冷却方式は、中小容量では絶縁の容易な油冷却方式を、大容量では冷却性能の優れた直接水冷方式を採用している。水冷方式では、発熱部品であるサイリスタとCRアブソーバの抵抗器を直接水冷する。冷却水としては、高い絶縁性能を得よう純水を使用しており、更にその一部はイオン交換樹脂を循環させて高抵抗率を維持するようにしている。一方2次冷却方式としては、適用場所に応じて水冷又は風冷のいずれでも可能である。図 8. に空気絶縁水冷方式サイリスタバルブの外観を示す。

(2) サイリスタバルブの回路構成

TCR用サイリスタバルブは、リアクトルに流れる電流を半サイクルごとに位相制御するために、サイリスタ・サイリスタの逆並列接続とし、必要な耐圧を得られる個数だけ直列接続している。サイリスタを保持するサイリスタスタックは、冷却片とサイリスタを積み重ねた二つのスタックを逆並列に組み合わせて一組のクランプで圧接したデュアルスタック構造として、小形化を図っている。

一方、TSC用サイリスタバルブは、コンデンサの投入時に突入電流が流れないように、コンデンサを交流電圧のピーク値に充電しておく必要があるため、通常はサイリスタ・ダイオードの逆並列接続にしている。

(3) サイリスタバルブの点弧回路

サイリスタの点弧方式として、TCR用は、回路電圧が低いものは電磁点弧方式を、高いものは光間接点弧方式を採用している。また、TSC用は通常電磁点弧方式を用いている。

図 9. に光間接点弧方式の構成を示す。大地電位に置かれた制御装置から、ライトガイドを通して、各サイリスタごとに接続されたゲートユニットに対して点弧信号が光信号として伝送される。各ゲートユニットではこの光信号を電気信号に変換して、各サイリスタにゲート電流を流す。ゲートユニットの電源は、サイリスタバルブに印加される電圧から、各サイリスタごとに作られている。制御回路とサイリスタバルブ主回路との絶縁は、ライトガイドで行われるので、回路電圧の高圧化にも容易に対応でき、多数直列接続されたサイリスタ相互間の点弧タイミングのばらつきも、小さくすることができる。

(4) サイリスタバルブの素子監視装置

高信頼度の必要なサイリスタバルブでは、素子直列数にあらかじめ余分の冗長数を加えておき、故障したサイリスタ数が冗長数以下の場合には警報を出すだけで運転を継続する。この場合、運転の継続・停止の適確な判断と、迅速なメンテナンスの実施のために、適切な素子監視が必要であり、マイクロプロセッサを応用した素子監視装置により容易に論理を組めるようにしている。

3.2 変圧器、リアクトル

TCRにおいてはリアクトル又は高インピーダンス変圧器を用いるが、これらの巻線には高調波電流が流れるので、局部加熱などの異常温度上昇や騒音の増大が生じないように考慮が払われる。

一方、TSCにおいては、直列リアクトルを兼用した複数巻線変圧器を用いるが、二次側各巻線間の干渉を避けるようにそのインピーダンス配分を考慮し、更にインピーダンス値については系統との共振現象やコンデンサへの過度の高調波流入を防止するように、綿密なシステムスタディのもとに設計される。

3.3 コンデンサ

TCR用コンデンサは、高調波フィルタの機能を持たせるので十分な高調波計算を実施した上でその定格を決定している。またTSC用においては、通常の進相コンデンサと基本的には同様であるが、サイリスタの誤点弧時の過渡的な過電流や電圧上昇に対して十分留意した構造としている。

4. む す び

以上、SVCとその適用技術について述べた。近年の電力需要の増加に伴い、電力の安定供給並びに品質向上はますます重要性を高めており、SVCとその適用技術に対する要求も大きくなっている。当社では、このような時代の要求に合致した技術開発を今後も更に進めていく予定である。

参 考 文 献

- (1) 畑山ほか：東京製鉄(株)岡山工場納め120 MVAフリッカ防止装置，三菱電機技報，53，No. 5 (昭54)
- (2) 土井ほか：静止形無効電力補償装置の電力系統への応用，三菱電機技報，55，No. 9 (昭56)
- (3) 春本ほか：SVG (静止形可変容量調相設備) の開発と実系統運転試験，三菱電機技報，56，No. 6 (昭57)

三菱スパイラルエスカレーター

後藤 茂*・中谷 博*・開田豊広*・富所 誠*・齊藤良一*

1. ま え が き

近年、昇降機は人を運ぶという基本機能に加え、建築のインテリア素材として重要な役割を果たすようになった。また、建物内部に遊びの空間や広場を創造することが、建築デザインの大きな潮流になっている。こうした背景のもとにらせん(螺旋)曲線に沿って昇降する三菱スパイラルエスカレーターを世界に先駆けて開発し、成功した(図1.)。このエスカレーターは、多様化する建築空間において新しい演出を可能にする画期的な製品として、建築界、エスカレーター業界に大きなインパクトを与えるものと期待される。以下三菱スパイラルエスカレーターの駆動原理、構造的特長などを紹介する。

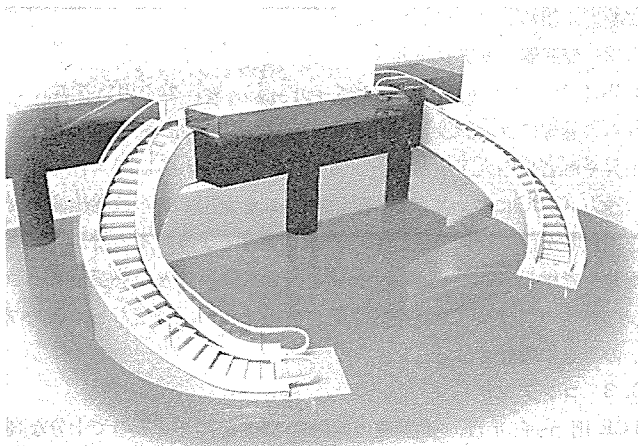


図1. 三菱スパイラルエスカレーター(模型写真)

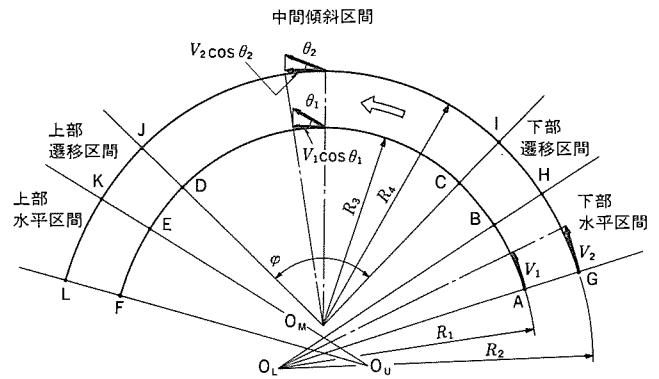
2. 三菱スパイラルエスカレーターの構造

2.1 円弧形状に伴う特長

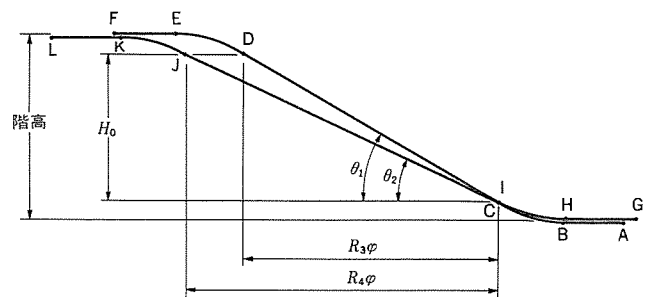
三菱スパイラルエスカレーターは基本的には通常の直線エスカレーターを円弧状に曲げた形状であり、乗客が安全に乗降するための上下部の水平区間、踏段が一定段差となる中間部の傾斜区間、及び両者を継ぐ踏段段差が変化する遷移区間からなっている。これらの区間全域を円弧状に曲げることによって、原理的に直線エスカレーターと異なる構造的長が派生してくる。

2.1.1 傾斜角度

図2. は三菱スパイラルエスカレーターの原理を示すモデル図で、(a)は平面図、(b)は側面展開図を示す。今、矢印の方向に右から左へ傾斜に沿って上昇する場合を考える。踏段内周の軌跡をA-B-C-D-E-F、外周の軌跡をG-H-I-J-K-Lとする。点B, C, D, E, 及びH, I, J, Kは内外の各区間の境界点を示し、C-D間とI-J間が中間傾斜区間である。この区間の水平投影半径を内外各々 R_3, R_4 、水平投影巻角度を φ 、揚程を H_0 とすると、C-DとI-Jの側面展開傾斜角度 θ_1, θ_2 は次式で示される。



(a) 平面図



(b) 側面展開図

図2. 曲率半径, 中心点変化の原理図

$$\tan \theta_1 = H_0 / R_3 \varphi, \quad \tan \theta_2 = H_0 / R_4 \varphi$$

ここで $R_3 \varphi < R_4 \varphi$ であるので $\theta_1 > \theta_2$ となる。

以上は踏段を例に述べたが、この傾斜区間では踏段に限らずエスカレーターの断面すべての点において展開傾斜角度が変化し、内側から外側へ移るに従ってその角度は緩くなる。これは傾斜区間において踏段レール、意匠部材、移動手すりなど、すべての部品が螺旋曲線に沿ったねじ(振)りを伴うことを示す。また、三菱スパイラルエスカレーターでは、直線エスカレーターの国内外法規に照らし、踏段内周部の傾斜角度を 30° に選り、踏段全域を 30° 以下に抑えた。

2.1.2 速度及び全体外形

踏段上の乗客が、エスカレーターの全域にわたって自然な姿勢で移動手すりをつかむには、踏段の内外周と移動手すりの角速度を一致させる必要がある。図2.において水平区間の踏段の内外周の速度を、 V_1, V_2 、曲率半径を R_1, R_2 、円弧の中心を O_L, O_U とすると、水平区間で内周と外周の角速度が一致する条件は、 $V_1 / V_2 = R_1 / R_2$ である。ところで踏段が伸縮のない連続帯で構成されている場合、中間傾斜区間での水平投影速度は次式で示される。

$$\text{内周部水平投影速度: } V_1 \cos \theta_1$$

$$\text{外周部水平投影速度: } V_2 \cos \theta_2$$

前項で述べたように、傾斜角度は $\theta_1 > \theta_2$ であるため、

$$V_1 \cos \theta_1 / V_2 \cos \theta_2 \approx V_1 / V_2$$

すなわち,

$$V_1 \cos \theta_1 / V_2 \cos \theta_2 \approx R_1 / R_2$$

となり、中間傾斜区間を水平区間と同じ曲率 R_1 , R_2 で構成すると、この区間では内外の水平投影角速度が一致しなくなる。そこで三菱スパイラルエスカレーターでは、中間傾斜区間の曲率中心を水平区間の中心 (O_L , O_U) と一致させないで O_M に移し、曲率半径を水平区間より小さい R_3 , R_1 とし、次式を満足させて内外の水平投影角速度を一

致させた。

$$V_1 \cos \theta_1 / V_2 \cos \theta_2 = R_3 / R_1$$

上下部の遷移区間においては傾斜角度が徐々に変化するため、その角度変化に応じて、下部遷移区間では中心を O_L から O_M へ、上部遷移区間では O_U から O_M へ徐々に移動させる。中心の移動に伴い曲率半径も当然変化する。以上、階段の内外周について述べたが、階段と移動手すりの関係も全く同様である。以上をもとにした三菱

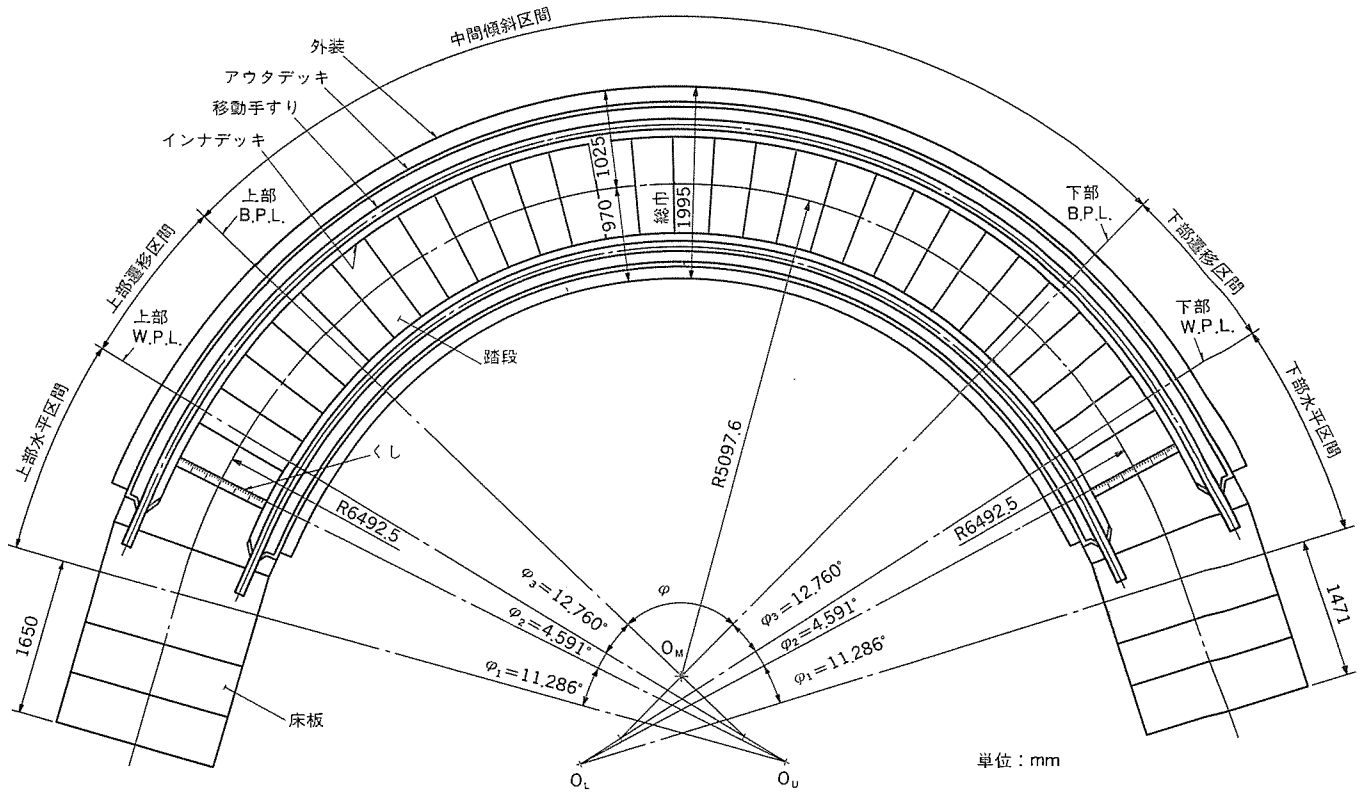


図 3. 平面外形図

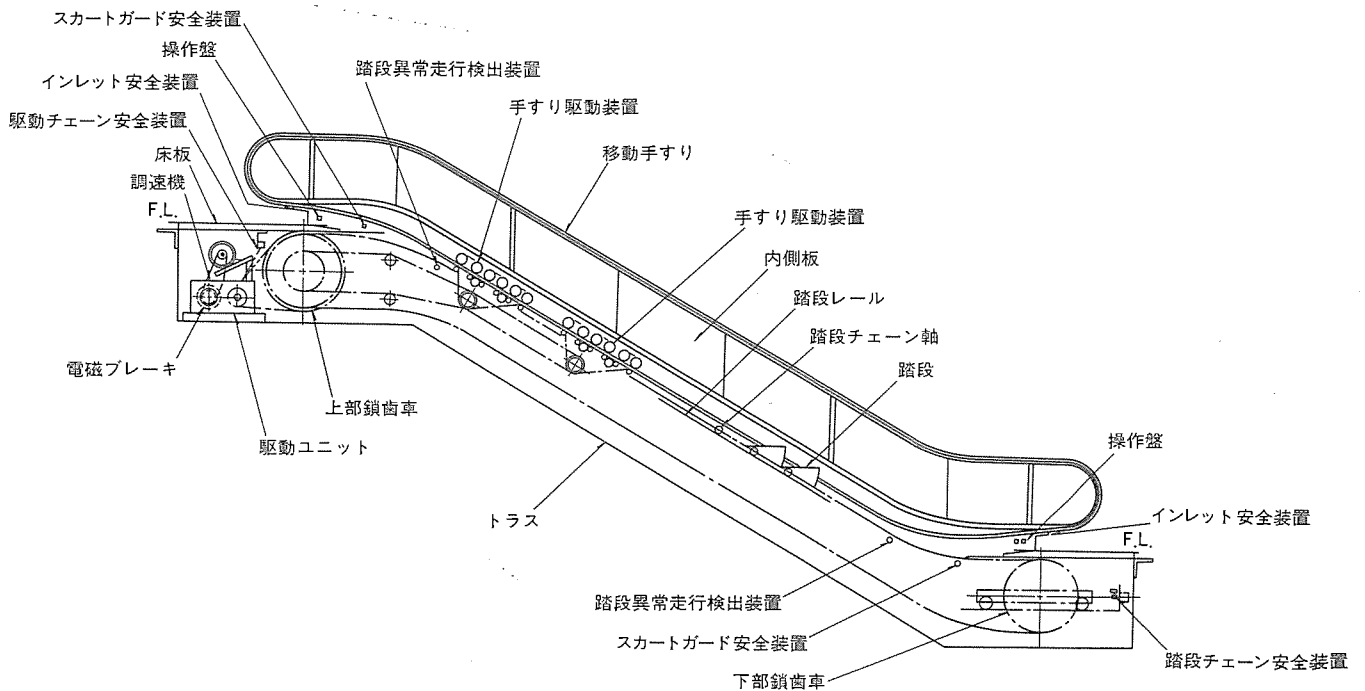


図 4. 全体構造 (側面展開図)

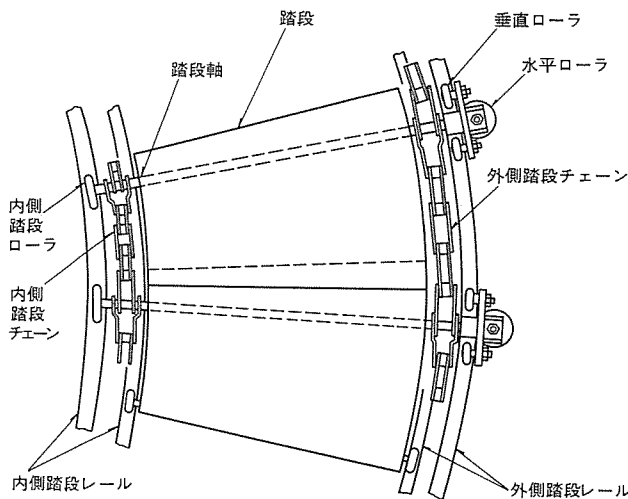


図 5. 踏段及び踏段チェーン取付概略

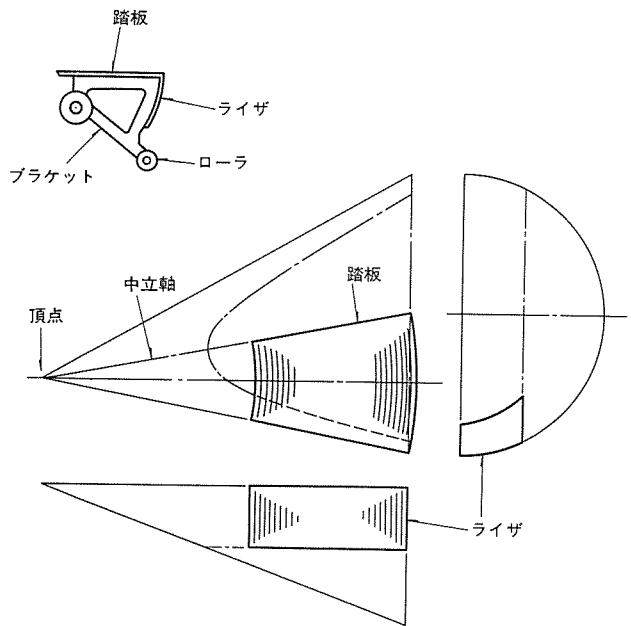


図 6. 踏段の構成

スパイラルエスカレーターの実際の平面外形図を図 3. に示す。この図でわかるように、階高の変化は中間傾斜区間の平面角度 ϕ の増減によって調整する。

なお詳細は省略するが、原理的には踏段と手すりの駆動に可変速機構を導入すれば、全区間の中心と半径を一定に構成でき、外形形状はシンプルになる。しかし可変速機構の採用に伴って駆動システムが極めて複雑となり、信頼性確保の面で課題が多く、三菱スパイラルエスカレーターでは中心移動方式を開発し実用化を図った。

2. 2 機構, 機能

2. 2. 1 駆動機構の概要 (図 4., 図 5.)

上下水平区間に配置された鎖歯車間に、内外一對の踏段チェーンがエンドレス状に巻き掛けられている。踏段チェーンには一定のピッチで踏段軸が取り付けられ、この軸に一連の踏段を固定している。上部トラス内機械室に設けた駆動ユニットから動力を得て上部鎖歯車を回転させ、踏段帯を循環反転させる。また手すり駆動の動力は、上部鎖歯車軸に取り付けた手すり駆動鎖歯車からチェーンを介して伝達される。以上のとおり複雑な三次元駆動でありながら、基本的には直線エスカレーターと類似の機構を採用して、シンプルで信頼性の高い駆動システムを実現した。これらはすべて中心移動方式によって可能になった。

2. 2. 2 踏段

踏段は踏板、ライザ(け上げ部)、ブラケット、ローラからなる。乗客が足を乗せる踏板は、外周部が大きい扇形状で、同心円状のクリートを備えている。ライザの基板は図 6. に示す円すい(錐)曲面の一部を取り出したもので、内周側から外周側へ移行するに従って等差級数的に曲率が大きくなるクリートを設けている。したがって、上下部遷移区間で相対運動する隣接踏段の踏板とライザのかみ(噛)合、及び乗降部での踏板と床板のくしとの噛合は直線エスカレーターと全く同等であり、クリート間のすき取り効果も全く同一である。

2. 2. 3 踏段チェーン軸

踏段チェーン軸は、図 7. に示すように、内側と外側でピッチの異なるローラチェーンと、そのチェーンに一定の間隔で取り付けられた踏段軸、ローラなどで構成される。踏段チェーンは球面軸受けを組み込んだ特殊チェーンとしたので踏段が螺旋状の軌道に沿って三次元方向に走行できる。踏段チェーンに加え、スムーズな三次元運動を実現するもう一つの構造的長は、外周側軸端部にある。この軸端には、垂直

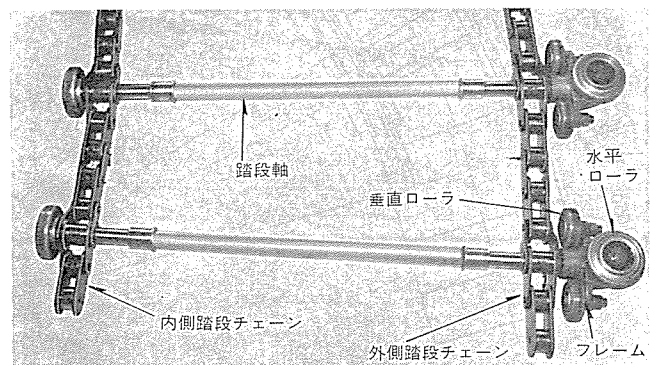


図 7. 踏段チェーン軸

ローラ 2 個と水平ローラ 1 個をセットにしたフレームが回転自在に取付けられている。水平ローラは踏段チェーンの張力によって円弧の中心方向に向う力に抗するもので、踏段の横方向のガイドとしての役割を果たしている。前後一對の垂直ローラが踏段レール上を走行し、エスカレーター全域にわたって水平ローラの傾きを規制し、滑りが少なく円滑なガイドをする。

踏段チェーン張力の最大値は図 8. をもとに近似的に次式で与えられる。

$$T_n = P^n \cdot T_0 + (P^n - 1) \cdot (W + w) \cdot Q / (P - 1)$$

ここで、

$$P = (\cos \alpha / 2 + \mu_1 \sin \alpha / 2) / (\cos \alpha / 2 - \mu_1 \sin \alpha / 2)$$

$$Q = (\sin \theta + \mu_2 \cos \theta) / (\cos \alpha / 2 - \mu_1 \sin \alpha / 2)$$

T_n : 下から n 番目の踏段に対応する踏段チェーン張力

T_{n-1} : 下から $(n-1)$ 番目の踏段に対応する踏段チェーン張力

θ : 踏段チェーンの傾斜角度

α : 踏段 1 個分に対応する巻角度

μ_1 : 水平ローラの転動摩擦係数

μ_2 : 垂直ローラの転動摩擦係数

T_0 : 下部鎖歯車の緊張力の 1/2

W : 踏段 1 段分に対応した乗客負荷の内、片側チェーン負担分

w : 踏段 1 段分に対応した踏段、軸組立重量の内、片側チェ

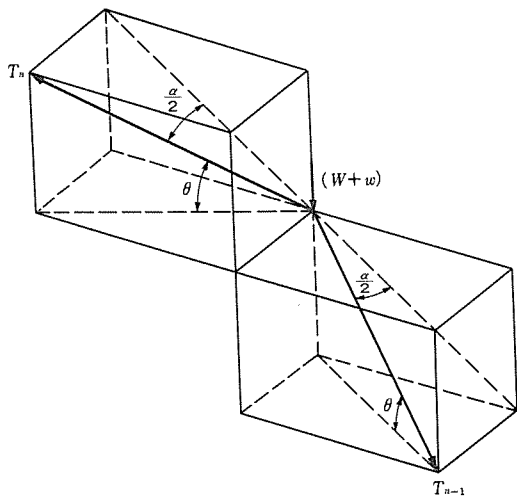


図 8. 階段チェーン張力計算モデル図

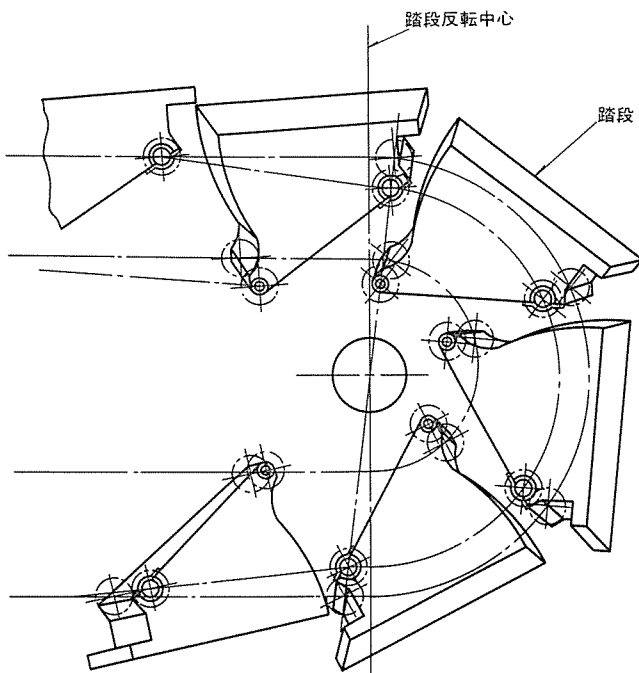


図 9. 階段反転の概略

の負担分

上式で明らかのように階段チェーンの張力は、階段個数、すなわち全体の巻角度の増加に対し指数関数的に上昇する。また回転ローラと階段レール間の摩擦力が大きな影響を与える。三菱スパイラルエスカレーターにおいては前述の滑りの少ないガイドシステムを採用し、階段駆動系全体の摩擦ロスを低減した。

2.2.4 上下部鎖歯車

上部鎖歯車は、主軸に固定された内外の階段鎖歯車、手すり鎖歯車、主駆動鎖歯車などから構成されており、内側と外側の階段鎖歯車のピッチ円直径は階段チェーンのピッチに対応している。反転部近辺の階段レールと階段鎖歯車の歯部の形状に特殊な工夫をこらしたので、一連の階段は、図9に示すように、階段鎖歯車に円錐状に巻きついて円滑に反転する。下部の鎖歯車と反転部階段レールは、案内ローラを備えた台車に乗っている。階段チェーンに適度な張力を与えるため台車全体は、圧縮ばねにより引っ張られている。

2.2.5 階段レール

階段レールは階段の走行をガイドするもので、三次元に振られた形状

となり、一般の曲げ加工設備のみでは製作困難であるため、特殊な加工法を開発し実用化を図った。すなわち、多数に細分割した数値解析データを直接加工データとして与え、レールの形状精度を確保した。

2.2.6 移動手すり及び手すり駆動

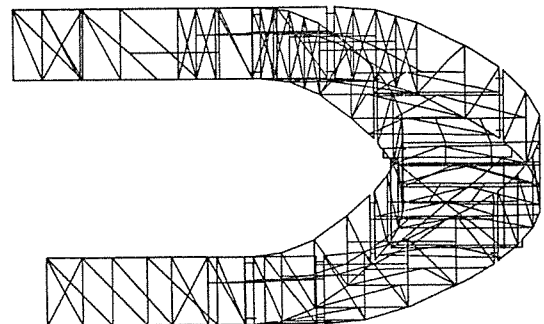
移動手すりの外形形状は、直線エスカレーターと同様なC形断面であり、垂直面内での曲げに加え水平方向にも曲げられるよう抗張体キャンパスを新しい構成とした。手すり駆動原理は、移動手すりの表面側から加圧し、内面側で駆動ローラを回転させ、駆動ローラと内面キャンパス間の摩擦を利用する方式である。三次元に曲げられた移動手すりパスに沿って手すり案内を配置しているが、駆動部のみは移動手すりを直線状に案内して直線駆動を行う。手すり駆動系の走行ロスは移動手すり本体の屈曲ロス、及び移動手すりと手すり案内間の摩擦ロスに依存する。分析の結果では後者の影響が大きく、三菱スパイラルエスカレーターでは、手すり案内内部に水平回転のガイドローラを設けて駆動系全体の走行ロスを低減した。

2.2.7 トラス

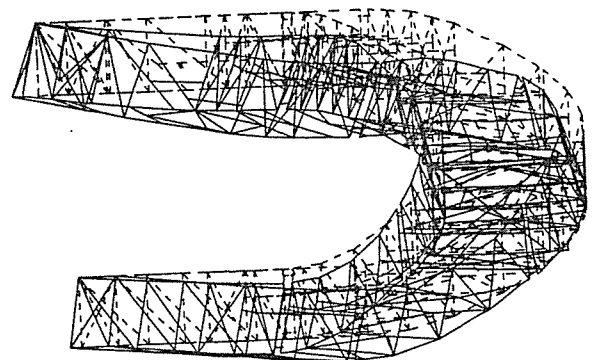
トラスは全体の機器重量、乗客重量を支える。全体外形を5~6個のブロックで構成し、ブロック間を高力ボルトを結合する。各々のブロックは形鋼を主体とした溶接構造で、各節点間を直線で結んだ近似の円弧形状とした。トラスには偏心荷重による大きな振りモーメントが作用するため、上下端部に加えて中間位置でも支持する必要がある。形状が複雑で平面的な解析が困難なため、電算機を用いた立体構造解析を行い強度をチェックした。図10.に構造解析プログラム(SAP-V)により解析した計算モデル図と変形図の典型例を示す。この例では、上部遷移区間近辺で最大の変位が生じている。

2.2.8 欄干

欄干意匠図を図11.に示す。階段の両側にはゴム靴などの摩擦



(a) 無負荷状態



(b) 負荷状態

図 10. トラス構造解析例

移動手すり

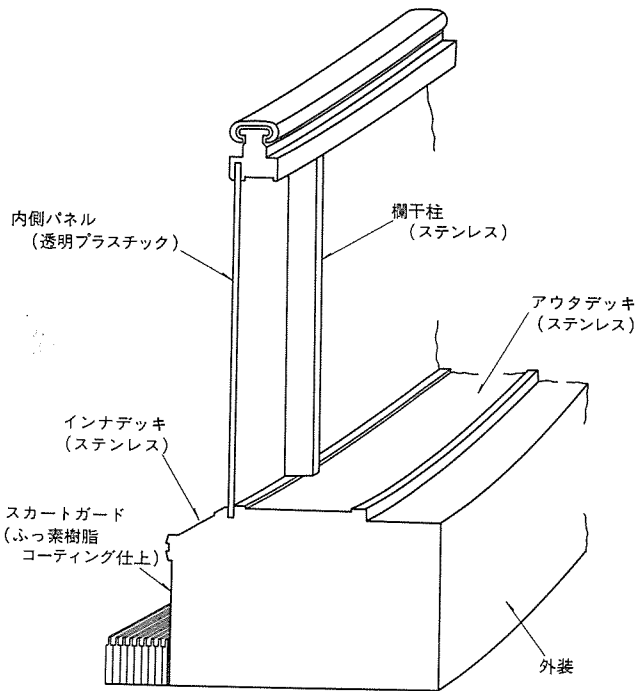


図 11. 欄干意匠図

係数を低減するため、当社直線エスカレーターで長年の実績をもつ、ふっ素樹脂コーティングを施したスカートガードを配置している。

また階段とスカートガード間のすき間は直線エスカレーターと同一の片側4mm以下を基準値としている。実験によってスカートガードと階段間の安全性は当社直線エスカレーターと全く同等であることを確認した。インナデッキとアウトデッキは耐久性のあるステンレスヘアライン仕上げを適用し、インナとアウトデッキ間に垂直に配置された内側パネルは、解放感のある透明タイプを標準としている。

曲線形状の意匠部材全般にわたって、その製作には、2.2.5項の階段ルールで述べたと同様の困難さが伴う。特に表面材であるため加工傷に対する配慮が必要であるが、工作トライを重ねた結果、直線エスカレーターと同等の表面意匠性と精度を確保することが可能になった。

3. 三菱スパイラルエスカレーターの特長と効果

3.1 ざん新でユニークな意匠性

エスカレーターでは、世界で初めての三次元曲線を主体とした優雅な形状であり、建築空間に豪華な雰囲気をかもし出すざん新でユニークなインテリア素材としての効果を発揮する。

3.2 バリエティのあるレイアウトプラン

直線エスカレーターにない新規な配置、組合せ、あるいは凹形展望エレベーターとの組合せなどバリエーションに富み、イベント空間、コミュニティ広場の創造など個性ある建築空間の演出に寄与しうる。

3.3 ワイドな適用性

直線エスカレーターを円弧状に曲げ、構造的には自己完結形である。建物への制約条件は直線エスカレーターの場合と大差なく、各種建築物への適用が可能である。

3.4 乗って楽しいパノラマ効果

刻々と視界が変化するパノラマ(眺望)効果が、老若男女を問わず利用者に新鮮な感覚をよびおこし、建築内でのイベント、催事にひき込む。

3.5 シンプルな機構

複雑な三次元の運動を信頼性の高いシンプルな駆動方式で実現した。また工作技術の開発が特殊な三次元加工の精度と意匠性を確保した。

3.6 ゆるぎない安全性

従来形エスカレーターで長年培った技術をベースに研究を重ねたので、隣接階段間、階段とくし間、階段とスカートガード間などの安全性は当社直線エスカレーターと全く同等である。

4. む す び

三菱スパイラルエスカレーターは、エスカレーター誕生以来の長年の夢を実現し、世界の建築界、エスカレーター業界に新しい歴史の一ページを加えるものである。機能本位主義に対する反作用が顕在化し、ますます拡大する個性化、多様化、感覚化といった社会トレンドにもマッチした製品で、今後、建築界で新しい空間の創出に一助となれば幸いである。

関西電力(株)納め光伝送方式電力ケーブル故障検出装置

木村良一*・荒尾和男*・高橋浩二*・瀧野嘉明*・魚田 豊*

1. ま え が き

近年、用地事情などに起因して都市部への電源導入には、長距離大容量の電力地中ケーブルが採用されてきている。これに伴い、電力地中ケーブルと同一管路内に敷設される伝送路については、従来から用いられている銅を媒体とする表示線（市内対ケーブル）では、電磁誘導により誘導電圧が発生し、高耐圧絶縁トランスなどの設置及び作業時の安全確保などが必要となる。また、この誘導電圧の影響により、表示線保護リレーの特性の劣化・適用こう(亘)長の制約の問題が生ずる。

これらの問題を解決するため、光伝送の無誘導性・多容量性・高品質性のメリットを生かした光伝送方式電力ケーブル故障検出装置を

開発し、実用機第1号機を関西電力(株)西島変電所向けに154kV電力ケーブル故障検出用に納入した。この装置は、関西電力(株)と当社との2年間の共同研究により開発を行った後、実用化したものである。

図1、図2.に示すこの装置は、電力ケーブル区間の内部故障時に再閉路を実施すれば、その故障が波及拡大する危険性があることから、再閉路を阻止するために設置されるものである。設置目的は従来装置と同一であるが、その機能面を比較すれば、次のような特長を持っている。詳細は表1.に示す。

- (1) 表示線式における誘導障害及び分布系の影響の問題が解消される。
- (2) 「自端+相手端電流抑制」判定方式のためリレー特性が改善さ

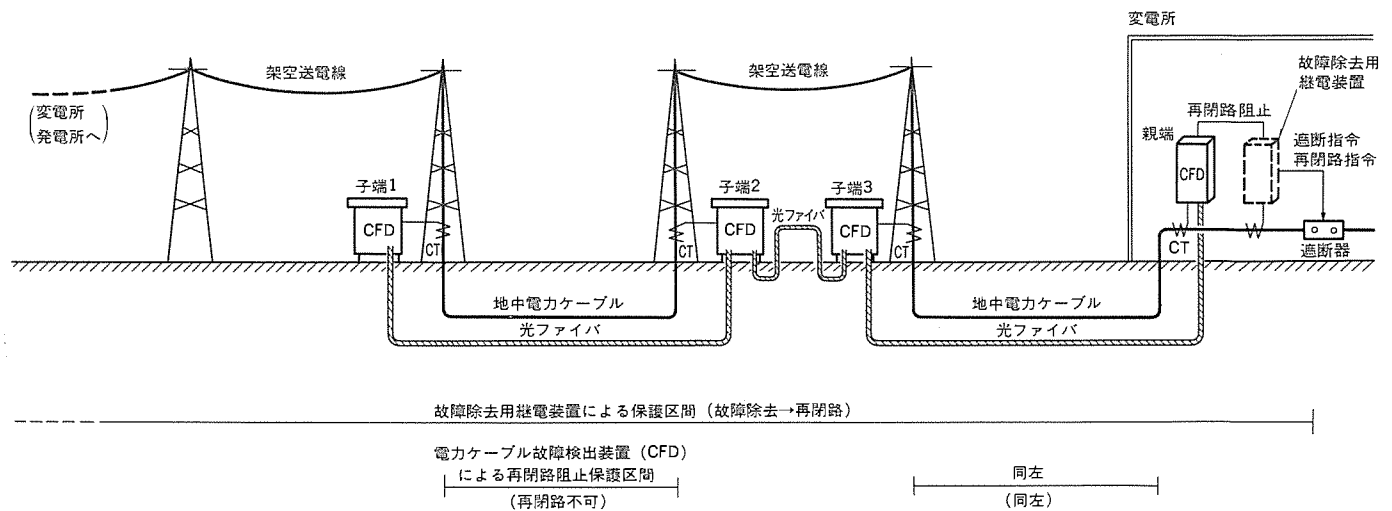


図1. 光伝送方式電力ケーブル故障検出装置

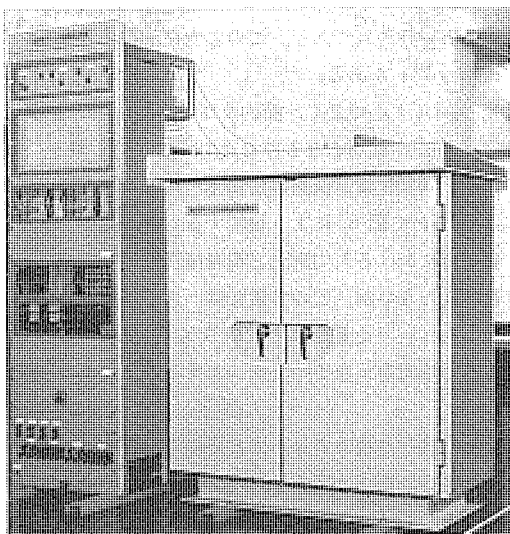


図2. 光伝送方式電力ケーブル故障検出装置の外観

表1. 光伝送方式電力ケーブル故障検出装置と従来装置（表示線方式）との比較

	光伝送方式電力ケーブル故障検出装置	従来装置（表示線方式）
電流波形伝送方式	光伝送を用いたPCM変調方式	表示線（パイロットワイヤ）による電流循環方式
誘導電圧による影響	無し	有り（ワイヤと送電線との離隔距離・ワイヤ平衡度などに注意）
判定方式	電流差動方式（自端+相手端電流抑制）	電流差動方式（自端電流抑制）
各端子リレーの動作特性の差	無し	有り（自端電流が少ない端子のリレーと他の端子のリレーとは動作特性に差がある）
亘長の長距離化におけるリレー特性への影響	無し	有り（分布系などの影響による位相特性の悪化、動作スピードの鈍化などがある）
適用亘長距離限界	〔現状〕2端子系・3端子系とも無中継にて E/O—O/E 30~40Km程度（長波長） 〔今後〕更に長距離化される見込み	17km (0.9φ) — 17km (0.9φ) — 34km (0.9φ) 3端子系 — 2端子系
伝送容量	光ファイバ1心にて大容量の伝送可能	ワイヤ1対にて電流情報1
高耐圧機器	不要	絶縁トランス要
伝送路監視	内部回路に信号監視機能内蔵	ワイヤ監視用に専用機器必要（電源・監視リレーなど）
外部接点信号転送	多重伝送により簡単に可能	別転送装置が必要
CT負担	従来装置の1/5以下	—
盤面数	従来装置の1/2以下	—

* 制御製作所

れる。

- (3) 従来装置の 1/2 以下に縮小化される。
- (4) 外部接点転送機能付加により従来の別装置が不要となる。
- (5) 伝送路を光ファイバとするため、電力ケーブルとの離隔距離の確保が不要となり、工事が容易となる。

また、この装置の開発に当り、新技術を採用した項目は次のとおりである。

- (1) 光ファイバ 1 心を用いた保護継電システム用シリアルデータウェイ多端子情報直列伝送方式の採用。
- (2) 長距離伝送可能な長波長帯光送受信機の採用。
- (3) このシステム構成に適合した常時監視方式の採用。
- (4) 地中ヒートパイプ冷却方式などによる電子回路内蔵屋外端子装置のファンレス無保守耐環境対策の実施。

本稿では、このような新設計項目を中心として、装置の動作・構成及び試作機についてのフィールドテストにおける検証結果などについて紹介する。

2. 光伝送方式電力ケーブル故障検出装置の動作原理

2.1 判定方式

送電線故障が発生した場合、その故障がケーブル区間内部であるか否

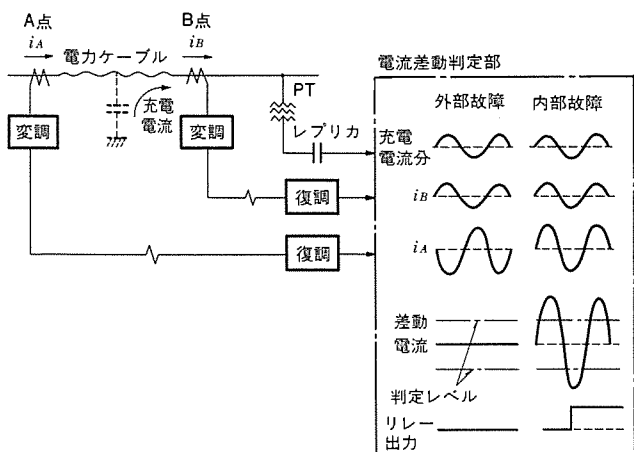


図 3. 電流差動判定方式

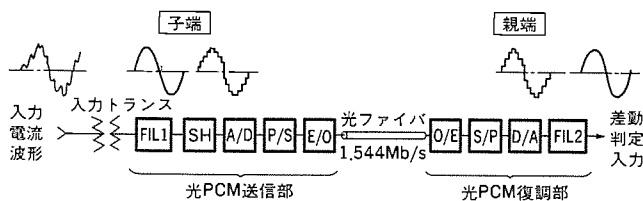


図 4. 波形伝送方式

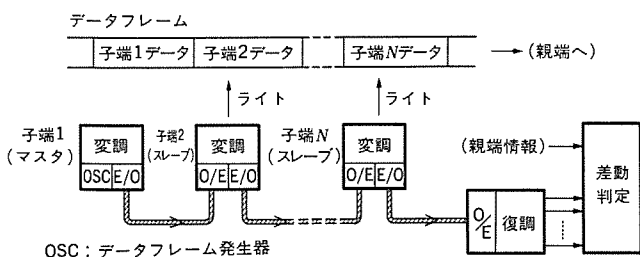


図 5. 多端子情報直列伝送方式

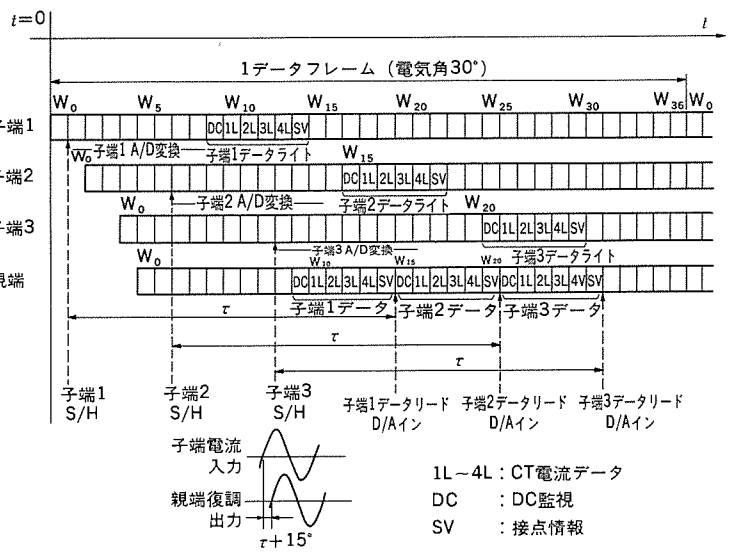


図 6. 電流波形データ伝送タイミング

かを判定する方式としては、図 3. に示すような電流差動判定方式を用いている。これは、電力ケーブル区間の両端の電流を伝送し、差動判定部にその合成差動演算を行い、差動電流が存在する場合は内部故障と判定する方式である。

電力ケーブルの充電電流対策については、PT 3 次回路から V_0 電圧を入力し、レプリカ方式にて補償する方式としており、故障除去時の LC 共振過渡電流などに対する応動も問題ない。

2.2 電流波形伝送方式

差動判定を行うための電流波形伝送方式を図 4. に示す。各点の入力電流から基本波成分を抽出し、A/D 変換を行いシリアル信号にて光伝送し、D/A 変換により交流波形を復調し差動判定入力とする。サンプルホールド間隔については、伝送速度と伝送容量及び交流波形復調における再現性などの関係から、電気角 30° としている。

2.3 多端子情報直列伝送方式

A/D 変換されたデジタル信号伝送については、図 5. に示すような多端子情報直列伝送方式と呼ぶシリアルデータウェイ方式を用いている。これは、マスタ局となる子端 1 から発せられたデータフレーム上に、スレーブ局 (子端 1, 子端 2, ……子端 N) はその自局データを重畳書き込みし、伝送するという方式である。このような伝送方式を用いることにより、次のメリットがある。

- (1) 伝送路は光ファイバ 1 心でよく、節約及び効率的使用となる。
- (2) 中間のスレーブ局が中継局となるので適用距離が長くなる。
- (3) 電流波形伝送の同期化及び伝送遅延補正が可能である。

3 番目のメリットについて図 6. により説明する。電流差動判定を行うためには、各子端における入力電流と親端復調出力とは同一の遅延時間でなければならないが、この装置では、各子端における電流波形のサンプルホールドタイミングと親端にて、D/A 変換回路へデータを入力するタイミングとの時間差 τ をすべて同一とすることにより実現している。

また、光伝ば(播)時間が無視できないほど長距離伝送を行う場合においても、その伝送遅延補正は図 6. に示したタイミングをシフトするのみでよく、特別なハードウェアを必要としない。なお、電流差動判定を伝送されてきたデジタル信号のままで行うデジタルリレータイプとする場合には、各子端におけるサンプルホールドタイミングの同時刻性が

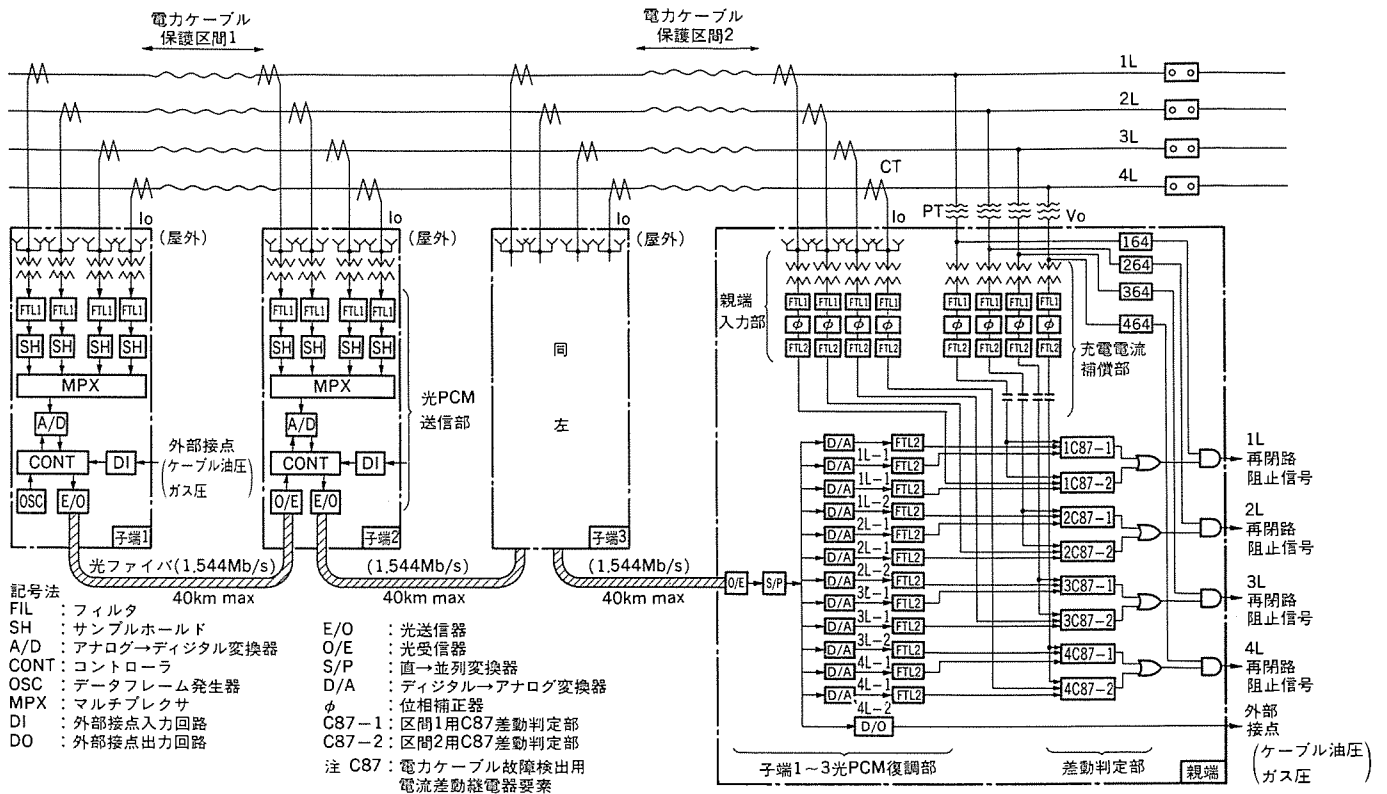


図 7. 光伝送方式電力ケーブル故障検出装置のシステム構成例 (4回線2区間検出の場合)

必要となるが、この伝送方式にてそのまま対処可能である。

3. 光伝送方式電力ケーブル故障検出装置の構成と仕様

3.1 システム構成及び仕様

システム構成例を図 7. に、装置仕様を表 2. に示す。このシステムの場合、4回線×2区間=計8区間の電力ケーブル故障検出を対象としており、地中電力ケーブル引込み鉄塔部に設置される3面の屋外用子端装置と変電所内部に設置される1面の親端装置からなる。各子端から伝送されてきた電流情報と親端情報とを差動判定部の入力とし、各号線及び区間ごとに判定を行い、電力ケーブル区間の内部故障の場合は、地絡過電圧継電器64の動作AND条件にて各号線ごとに再閉路阻止信号を出力するという構成である。

充電電流補償は、親端のPTを用いて一括して行われるため、子端装置設置部にてはPTは不要である。また、各子端装置と同一箇所に設置されている電力ケーブル冷却用装置の油圧及びガス圧異常情報は、この装置を用いて親端へと転送されるため、別専用装置は不要である。光送受信機については、表 2. に示すように、40 km の長距離伝送が可能な長波長帯のものを使用している。

3.2 常時監視方式

装置の故障を速やかに発見し、装置全体の稼働信頼度を向上させるための常時監視方式を図 8. に示す。この装置では、システム構成に適合した常時監視方式として次のような項目について実施しており、不良内容がすべて親端にて検出可能な方式としている。

(1) 直列伝送監視

各伝送区間において光ファイバ断などの異常が発生し、直列伝送が成立しなくなった時、その不良区間を表示出力することを目的としている。各子端及び親端の受信回路における光レベル低下検出・データ検定により不良検出した場合は、不良検出端がマスター局となりデータ

表 2. 光伝送方式電力ケーブル故障検出装置の仕様

保護方式	用途	電力ケーブル故障検出 (再閉路阻止用) 4回線×2区間/回線=8区間 (最大12区間まで適用可能)
継電方式	充電電流補償	零相電流差動継電方式 レプリカ方式
伝送方式	ステーション数 (子端装置)	3局* (1局当り3ワード使用時は最大9局)
	通信化方式	単方向通信
伝送方式	多重化方式	時分割多重タイムスロット方式
	符号方式	ユニポーラ等長NRZ符号
	伝送速度	1,544 Mb/s
	同期方式	ワード同期方式
方式	交流量伝送方式	12ビットA/D・D/A変換方式
	* サンプルング周期	電気角30°毎
データ伝送例**	計測データ5量 (電流4量+DC監視)	
	SV接点データ14点 (ケーブル油圧低下などの外部接点……………最大12点 常時監視……………2点)	
データ検定方式	隣接位相反転照合・奇数パリティ検定・固定パターン検定・フラグ検定など	
光送受信器	発光素子	レーザダイオード (LD)
	発光波長	1.3 μm 帯 (長波長帯)***
	発光レベル	-6.5 dBm
	受光素子	アバランシェフォトダイオード (APD)
適合光ファイバ	最低受光レベル	-50 dBm
	適合光ファイバ	グレーデッドインデックス (GI) コア径 50 μm 外径 125 μm
AGCレンジ	AGCレンジ	20 dB 以上
	伝送距離	40 km 以内
屋外用子端装置電源	配電線よりのAC供給 (停電時バッテリー運用: 6時間以上)	

注 *: 図 7. 図のシステムの場合について示す。

**:

***: 伝送距離が短い場合は、短波長帯光送受信器を用いる場合もある。

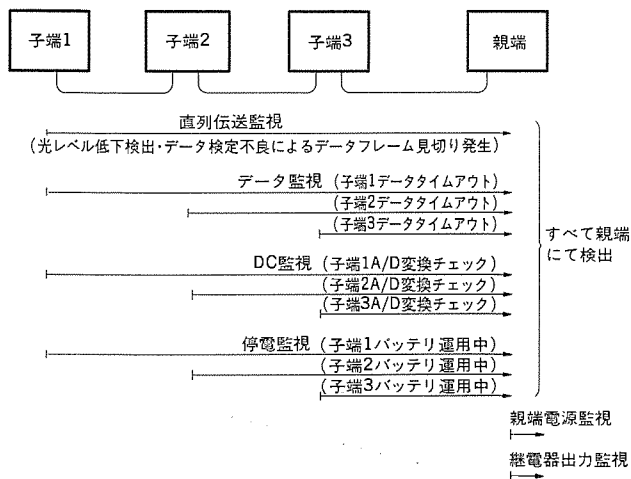


図 8. 常時監視方式

フレームを見切り発生させる方式による。

(2) データ監視

各子端において、データフレーム上に正しくデータ重畳書き込みされているか否か、またデータが所定のフォーマットのものであるか否かを最終的に親端にてチェックするタイムアウト検出機能である。

(3) DC監視

A/D変換回路に印加される一定のDC基準電圧をテストパターン信号として親端に伝送し、チェックするという広範囲な検出方式である。

(4) 停電監視

各子端において、配電線からの電源供給が断となりバッテリー運用されていることを親端に表示する。

(5) 継電器出力監視

C87継電器及び64継電器が誤出力を発生していないか、その出力信号を監視する。

(6) 電源監視

親端の電源装置が異常でないかを監視する。

3.3 屋外子端装置の耐環境対策

電子回路を内蔵した屋外子端装置について実施した耐環境対策(温度・湿度・ガス・じんあい(塵埃)などに対する対策)を図9.に示す。各対策は次のとおりであり、ファンレス無保守を目標としている。

(1) 直射日光対策

直射日光によるきょう(筐体外壁の温度上昇に対する内部回路への断熱対策については、筐体の構造設計及び断熱材により実施した。

(2) 内部発熱対策

回路の発熱により内部温度が上昇する対策としては、内部回路の低消費電力化・内部熱放熱のためのフィンの設置及び地中ヒートパイプ冷却方式により実施している。地中ヒートパイプ冷却方式とは、この装置の心臓部となる光送受信部について

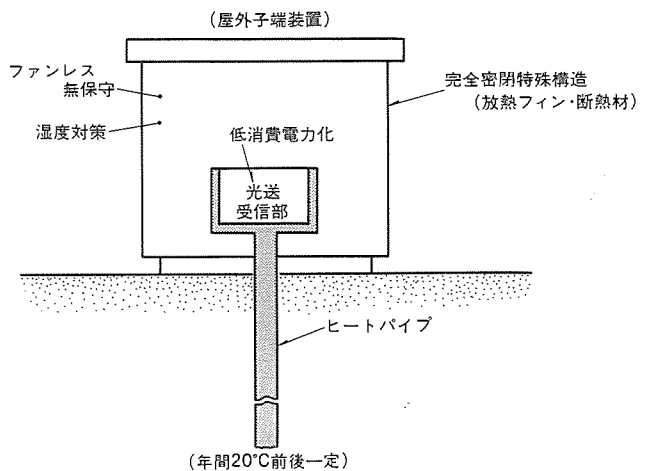


図 9. 屋外子端装置の耐環境対策

実施しているものであり、ある一定の深さ以上の地中では、その温度が20°C前後に一定であることを利用して冷却(冬は暖房)するという方式である。

(3) 湿度対策

筐体内部での結露を防止するための湿度対策についても、内部に無保守の呼吸物質を設けることにより実施している。

(4) ガス・塵埃対策

ガス・塵埃対策については、内部を完全密閉とすることにより対処した。

4. フィールドテストとその結果

前述の設計仕様に基づいて製作した試作機についてのフィールドテストを、屋外子端装置の耐環境対策の有効性の検証、及び長距離光ファイバでの伝送性能のランニング試験による検証などを目的として、関西電力(株)南大阪変電所にて実施した。

4.1 フィールドテスト概要

(1) 期間

昭和58年7月~昭和59年1月の6か月間

(2) 検証方式

図10.に示す方式にて、275kV送電線と同一ルートに敷設された光ファイバを用いて、長距離の直列伝送状態にて実施した。

(3) 検証項目

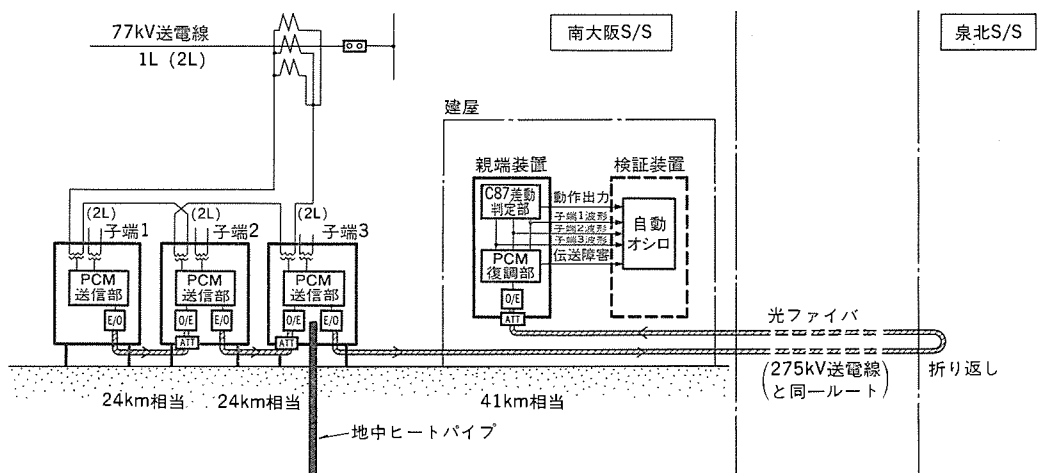


図 10. フィールドテスト方式

- (a) 系統事故に対する応動についてのランニング検証。
- (b) 長距離直列伝送状態での伝送符号誤り連続監視による伝送品質の検証。
- (c) 夏季・秋季・冬季についての屋外子端装置内外の温度・湿度測定。(温度…24点, 湿度…4点)

4.2 フィールドテスト結果

フィールドテスト期間中、装置はトラブルの発生もなく良好にランニングし、次のように、装置設計の正当性を立証する検証結果が得られた。

(1) 系統故障に対する応動

期間中発生した他回線事故1件に対し、正応動のデータが得られた。

(2) 伝送品質

期間中伝送符号の誤りは1件もなく、きわめて高品質であることが確認できた。

(3) 温度・湿度測定結果

(a) 屋外キュービクル内外温度測定結果

夏・秋・冬の3季についての測定結果を図11.に示す。最高から最低までの温度範囲は、外気温 +37.5～-2.5°Cの変動に対し、筐体外壁は +48.2～-3.9°Cの範囲にあるが、筐体内部温度は、送信側にて 39.4～1.0°C、電源側にて 45.0～8.8°Cの範囲にあるという結果が得られ、筐体内部温度は設計目標値である45～0°Cの範囲内に収まることが確認できた。

(b) 光送受信部温度とヒートパイプの効果

測定結果を図12.に示す。ヒートパイプ最下部の温度は 21.5～18.8°Cの範囲にあり、ほぼ20°C前後一定であった。光送受信部についての夏季におけるヒートパイプの冷却作用は -5.5°C、冬季における暖房作用は +5.5°Cであるという結果が得られ、地中ヒートパイプ方式の効果が証明された。ヒートパイプ有りの場合は、目標温度範囲40～0°Cに対し、35.6～5.0°Cの範囲にあるという実測結果が得られ、良好であった。

なお、各部の温度測定分析結果から、ヒートパイプ最下部との熱交換をより効率良いものとするにより、その効果は更に向上す

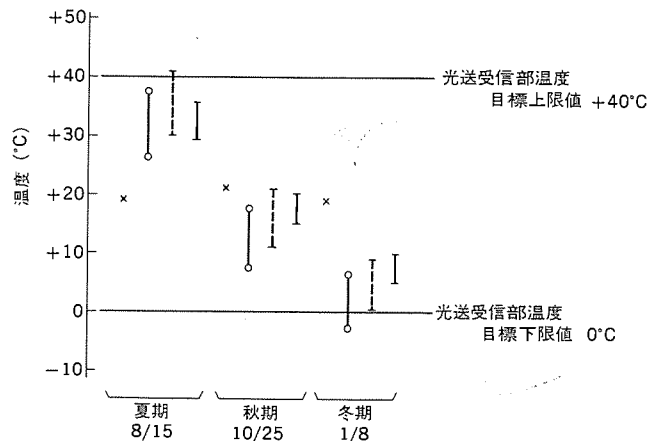
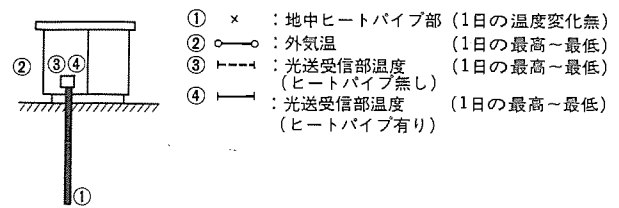


図12. 光送受信部温度とヒートパイプの効果

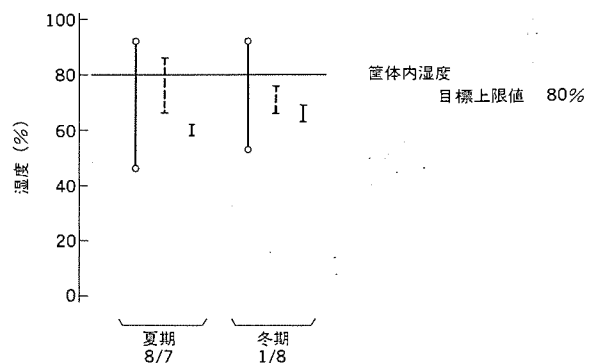
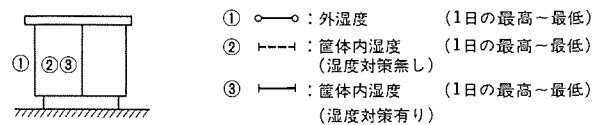


図13. 屋外キュービクル内外湿度測定結果

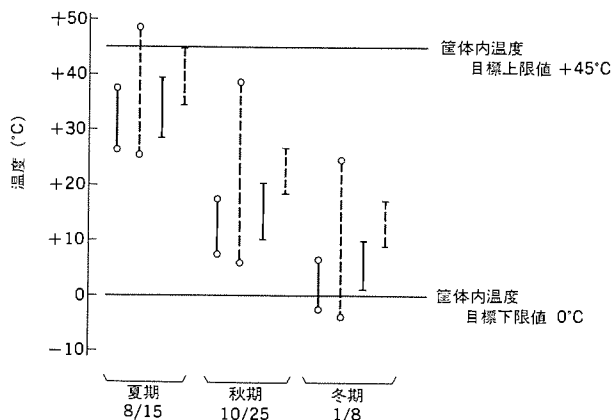
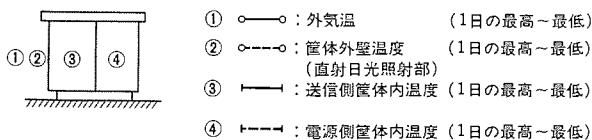


図11. 屋外キュービクル内外温度測定結果

るといふ指針を得られたことも、この検証試験の成果となった。

(c) 屋外キュービクル内外湿度測定結果

測定結果を図13.に示す。実施した湿度対策により、内部湿度及びその変動範囲は低く抑えられ、結露対策に有効であることがわかった。

5. む す び

以上、光伝送方式ケーブル故障検出装置の動作原理・構成と仕様・フィールドテストとその結果について報告した。今後は、この装置開発により得た技術を、光ファイバを用いた送電線保護及び発変電所の構内保護などの他システムに適用拡大していきたいと考えている。

最後にこの装置開発に当たり、多大の御指導をいただいた関西電力(株)殿及び関係者各位に厚くお礼申し上げます。

火力発電所ボイラ給水用高精度超音波流量計

新居 健一*・西岡 憲章*・海老塚 清**・立川 悟***・尾崎 楨彦+

1. ま え が き

近年、火力発電プラントの熱効率の向上が、TQC（総合品質管理）の観点から見直されているが、プラント効率計算における大きな要素の一つであるボイラ給水流量については、従来のフローノズル形・オリフィス形流量計に経時変化があるため、精度のよい計測ができない問題があった。超音波流量計は、配管に加工を施すことなく、管の外側から流量計測ができ、計測方式として出力安定性に優れているという一般的特徴をもっているが、従来実用に供せられているものは、計測対象が常温水に限られていた。

先に、加圧水型軽水炉（PWR）給水系統向けとして高温高圧水用超音波流量計の開発・実証試験を実施したが、今回更に温度圧力条件の厳しい火力発電所ボイラ給水計測に適用する超音波流量計の開発を、関西電力（株）と三菱電機（株）との間の共同研究として実施した。表 1. に火力ボイラ給水流量測定条件を、PWR 給水流量計と対比して示す。開発にあたり、超音波流量計の場合、水中音速が温度圧力に依存しているため、これが超音波流量計の誤差にもたらす影響をいかに補正するか、及び精度の向上をいかに実現するかが特に検討を要した点であった。

工場内での基礎試験、更に火力発電所実プラントでのフィールド実証試験を実施し、火力発電所ボイラ給水向け高温高圧条件下における高精度流量計の実用化が検証できたので報告する。

表 1. 火力発電所ボイラ給水流量測定条件

	PWR 給水流量計	火力発電所ボイラ給水流量計
流体温度	100~200°C	100~300°C
流体圧力	60~72 kg/cm ² G	0~300 kg/cm ² G
流量	0~2,000 T/h	0~2,600 m ³ /h
精度	±1.0% FS	±0.5% FS
プラント運転モード	ベースロード運転	日負荷追従運転
その他	—	防塵構造

2. システム構成と特長

超音波流量計は、流体中を伝ば（播）する超音波の速度が流体流速に依存して変化することを利用している。すなわち、超音波が流体中を伝播する際、流体の流れに沿った方向に伝播する超音波の伝播時間と、流れに逆らった方向への伝播時間との間の伝播時間差が、流体流速に比例することを利用して、流体流速を求めようとするものである。

2.1 システム構成

この超音波流量計の構成図を図 1. に示す。超音波流量計は、現場へ設置される流量計検出部と前置増幅器部、空調室へ設置される流量計回路本体部で構成される。

流量計検出部は、ガイド棒と超音波送受信子から構成されている。

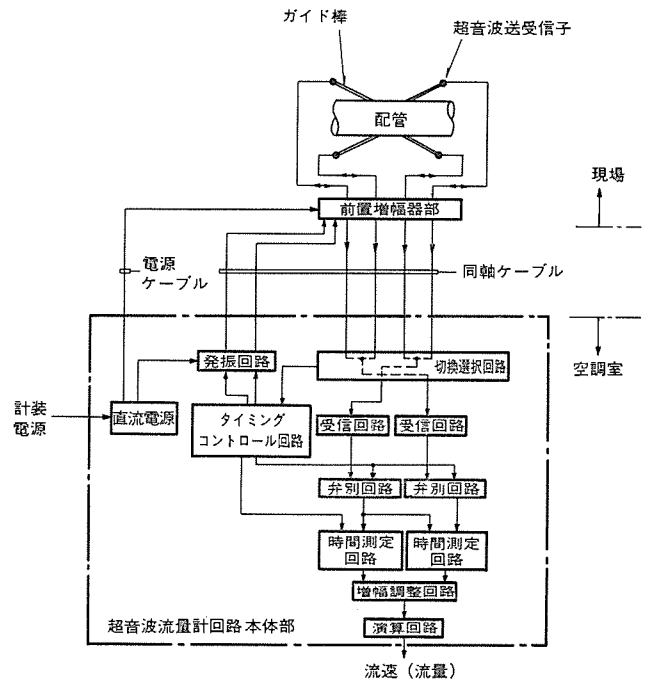


図 1. 超音波流量計の構成図

配管上に伝音材として、2対（4本）のガイド棒が溶接され、このガイド棒の各々の先端に、超音波送受信子が音響カップリング材を介して取り付けられている。

流量計回路本体部は、発振回路、タイミングコントロール回路、切換選択回路、受信回路、弁別回路、時間測定回路、増幅調整回路、演算回路から構成されている。超音波送受信子は発振回路によって励振され、交互に送信、受信を行うが、この切換は、タイミングコントロール回路からの制御信号によって行われる。一方、超音波送受信子からの受信信号は前置増幅器部にて増幅されて本体部へ送られ、切換選択回路においてタイミングコントロール回路からの信号により選択され、受信回路へ伝送される。受信回路を経た受信信号は、弁別回路においてあらかじめ設定された弁別レベルに従って弁別され、その弁別パルス信号を用いて時間測定回路において、上流方向、下流方向に対応した信号の送信から受信までの伝播時間及び両者の伝播時間差が測定される。こうして測定された伝播時間、伝播時間差は、増幅調整回路において温度・圧力補正がなされ、最終的に演算回路で流体流速値が演算され、流量値が出力される。

2.2 特長

この超音波流量計の特長は、下記に示すとおりである。

(1) ガイド棒方式による長期間安定性と優れた保守性

元来、超音波流量計は配管に加工を施すことなく、管の外側から流量測定ができる特長をもつが、この超音波流量計の超音波送受信子は、配管外壁に伝音材として取り付けられたガイド棒の先端へ設置される。このため、送受信子は火力給水用の高温配管でも、実績

の豊富な常温用のものが使用可能となり、また送受信子が配管保温材外にあるため、交換などの保守性に優れている。また、ガイド棒は配管に溶接で取り付けられており、超音波透過性に優れ、雑音成分が低減され、火力運転中の配管振動、熱サイクルの中でも長期にわたり極めて安定した超音波の送受信が可能である。

(2) 時間差直接測定方式による早い応答時間と流体中の異物への高耐性

流体の流れ方向に対する上下流2方向の超音波伝播時間差を、直接測定する時間差直接測定方式を採用している。このため測定周期(数ms)ごとに流量が求められ、応答時間が極めて早く、また超音波の送受が独立に制御されているので、流体中の異物・気泡の混入による超音波送受信の停止は起らず、流体中の妨害物に対して強い耐性をもっている。

(3) 切送受信方式による高精度流量計測

超音波送受信を、2対のガイド棒より、1回ごとに切り換える切送受信方式を採用しており、温度分布、寸法などによるガイド棒のアンバランス、あるいは超音波受信波高アンバランスによる流量計測精度への影響を除去している。

(4) 独自の温度圧力補正法による温度・圧力情報を使わぬ高温高圧流体の高精度流量計測

流体の圧力・温度変化が生じても、流量計出力に誤差の生じないような温度・圧力補正法を開発し、流量計に組み込んでいるため、流速測定時に流体温度・圧力情報を必要とせず、流量計単独で出力に対する温度・圧力補正が実現されている(詳細については、参考文献(1)参照)。特に今回火力給水条件の音速測定を実施し、高温高圧流体の計測が可能である。

3. 火力用流量計として確立すべき技術

前項で述べたシステム構成上の基本技術については、加圧水型軽水炉(PWR)給水系統に適用する流量計において、実用化技術を確認している。火力発電所ボイラ給水用としては、更に表1.に示す要求仕様があり、これを実現するための主な技術検討課題とその解決策について以下に述べる。

3.1 流体温度・圧力補正の最適化

超音波流量計において、流体音速の流体温度・圧力依存性をいかに補正するかという点が、測定精度に大きく依存しており、このため火力給水条件下での音速を知る必要がある。一般に、火力給水条件下での水中音速値は得られておらず、高温高圧水中の音速を現在得られている範囲の音速から推定するか、熱力学状態式から算出される音速計算値で推定せざるを得なく、フィールド試験において、実際の火力給水温度・圧力条件下で水中音速を実測し、推定音速値の妥当性を確認する必要がある。

図2.に、高温高圧音速測定時の超音波透過時間の概念図を示す。 t_1 と t_3 はガイド棒と配管部の透過時間であり、ガイド棒に取り付け

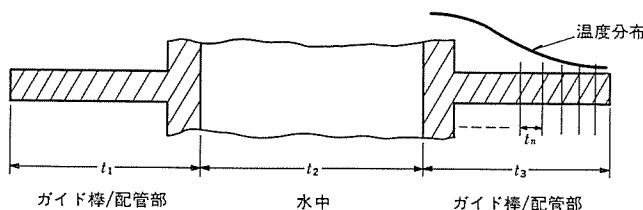


図2. 高温音速測定試験(超音波透過時間)

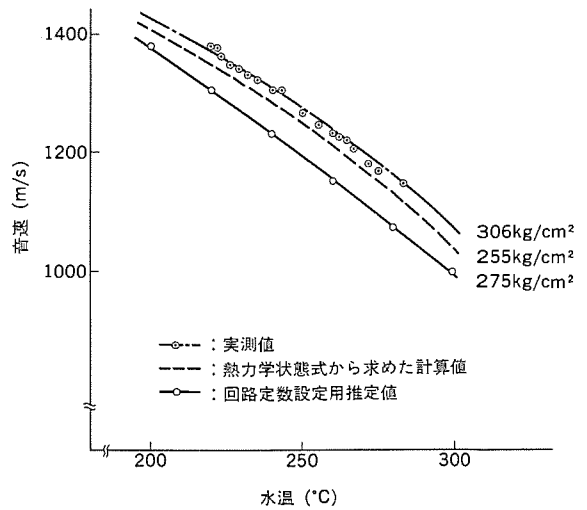


図3. 水中音速温度依存性

た熱電対で測定した温度分布から、ガイド棒の各温度分布部の膨脹率と音速を割り出し、各時間 t_n を加算して求める。流量計の出力として求める時間は $(t_1+t_2+t_3)$ に相当するので、求められた t_1 t_3 とを差し引き、最後に水中超音波透過距離で t_2 を除し、音速を求める。図3.に、このようにして求められた水中音速の温度依存性を示した。今回のフィールド試験において実測された音速値は、推定値より5~6%高くなったが、温度圧力補正係数として組み込む場合推定値を用いても、実測値を用いても差異はなく、推定値を使用する妥当性が検証できた。

3.2 超音波透過波高変化による流量計出力誤差低減

超音波流量計本体部弁別回路において、時間タイミングをとるため超音波受信波をパルス化する際、送受信の波高値にアンバランスが生ずると、受信波高変化チャンネル間誤差が発生し、流量計出力精度に誤差が生ずる。この超音波流量計は、切送受信方式であるので、この誤差は大幅に低減されているが、PWR給水系統では流体温度変化100°Cに対し、出力換算±0.3%の誤差が生じていた。火力給水条件下では、発電所の運転モードに対応し、更に広範な温度圧力変化が生ずるため、弁別回路に受信波をパルス化する際、受信波高値がゼロレベルとクロスする時パルスを発信するゼロクロス方式を採用し、超音波透過波高変化のチャンネル間誤差の流量計出力への影響を極力排除した。また、火力給水条件下で、弁別回路の流体の上流方向受信波と下流方向受信波を区別する弁別レベルを適正設定する必要があり、実プラントでの試験を通して、超音波透過波高値を測定し、評価する必要がある。

3.3 防爆仕様機の開発

現場へ設置される流量計検出部、前置増幅器部は、防爆地域へ設置されることも予想され、これらに対し防爆機器を開発する必要がある。

4. 火力発電所フィールド試験

この超音波流量計の出力直線性、安定性、更に流量計出力の温度・圧力補正法の有効性などの検証のために、プラント実証試験を実施した。試験は、関西電力海南発電所4号機給水系統において、昭和58年7月から昭和59年3月にかけて実施した。

図4.に、ガイド棒及び超音波送受信子からなる流量計検出部の取

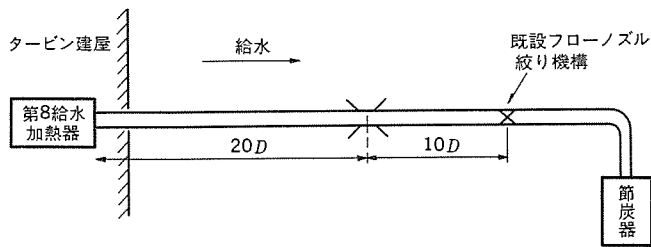


図 4. 流量計検出部のプラント取付位置

表 2. 超音波流量計 開発品仕様

項目	諸 元
(1) 測定流体	(a) 温度 常温~300°C (b) 圧力 常圧~300 kg/cm ² G (c) 流量 0~2,600 m ³ /h (d) 種類 純水
(2) 配管条件	(a) 外径 (b) 種類 JIS STPT 49
(3) 流体条件	偏流のなくなる十分な直管部のあること。管内満水のこと。
(4) 測定流速範囲	0~10 m/s
(5) 測定精度	±0.5% フルスケール
(6) 測定方法	超音波ガイド棒方式
(7) 計測方法	交互送信直接時間差方式
(8) 測定周期	1.5 ms
(9) 応答速度	10ms, 100ms, 1s

付位置を示す。ガイド棒はプラント給水主配管に溶接設置した。取付位置の配管直管部長さは、タービン建屋から $L/D=20$ であった。流量計回路部本体は検出部近くに空調付き計測室を設置し、前置増幅部は検出部から約 5m の位置に設置した。表 2. に、今回の超音波流量計の開発品仕様を示す。

4.1 フィールド試験における評価方法

フィールド試験において、試作機の性能を評価する方法として、下記の手順で実施した。

- (1) 超音波流量計単体の出力直線性の確認を行う。
- (2) フィールド設置時、化学洗浄され短期間では信頼性のある既設フローノズル形流量計を基準器とみなし、出力直線性の対比を行い、高温高圧条件下での出力直線精度の確認を行う。
- (3) 超音波流量計単体の再現性として、下記 2 項目について評価を行う。

(a) 超音波透過変化値の測定により、回路部弁別回路弁別レベルの適正設定を、プラント全運転モードにおいて確認する。

(b) 流量計単体の出力直線性の確認を行う。

(4) 短期再現性として、発電機出力の各部分負荷において、負荷一定状態で、短時間間隔の瞬時流量出力直線性を評価する。

(5) 長期再現性として、超音波流量計と既設フローノズル形流量計の出力を比較するが、既設フローノズルは一般に酸化スケールが付着し、長期的には信頼性のないものであるため、補正したフローノズル流量に対し評価を行う。

(6) 超音波流量計による流量計測において、配管内流速分布に偏流が生ずると、流量計回路部で使用される流速補正係

数に影響を及ぼす。流速補正係とは、超音波流量計で測定される線平均流速と管路断面の面平均流速の比で表されるものである。一般に、偏流は、流速分布が十分発達しないために生ずる配管内流速分布のひずみとしての偏流で、時間、流速によって大きく変化しないものと、時間、流速で流速形状が変化するものの 2 種が考えられる。前者の偏流が生ずる場合は、流量計によって得られる流速補正係数と L/D が十分長く、十分発達した流速分布の条件で与えられる流速補正係数の理論値との間の差異が現れる。一方後者の偏流が生ずる場合、流量計の出力直線性誤差の増大として現れる。今回のフィールド試験時、これら偏流の影響について評価を行う。

以下にフィールド試験結果を述べる。

4.2 超音波流量計単体の出力直線性

疑似時間差信号(模擬入力)による流量計回路本体部の出力直線性は、工場試験時においても、フィールド設置時においても、±0.06% フルスケール以内で十分小さいものであった。

4.3 既設フローノズル形流量計との較正と出力直線性

化学洗浄され、短期間では信頼性のある既設フローノズル形流量計を基準器とみなし、発電機出力の各部分負荷の安定状態において、超音波流量計出力の較正を行った。図 5. に、較正後の超音波流量計の出力直線性、図 6. に誤差を示す。図から分かるように、最小二乗法で求めた直線からの偏差は、すべて ±0.5% フルスケール以内であった。このことより、火力給水の温度・圧力変化を伴う火力給水計において音速変化に対する出力補正法の有効性が、実プラント運転条件下で検証できた。

4.4 超音波流量計回路本体部の再現性

(1) 受信波高値の経時変化

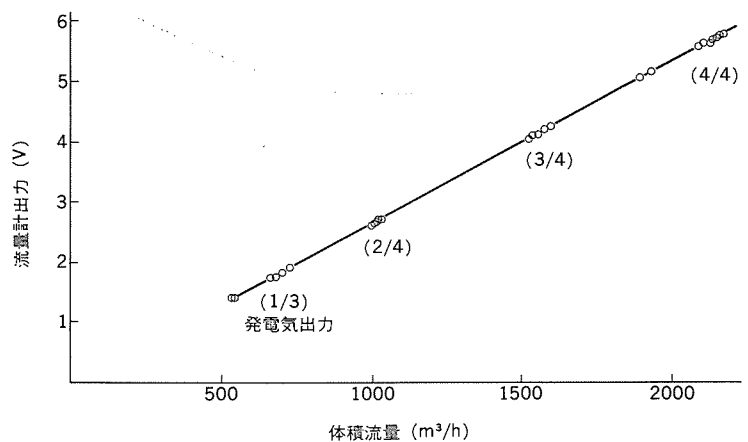


図 5. 超音波流量計の出力直線性

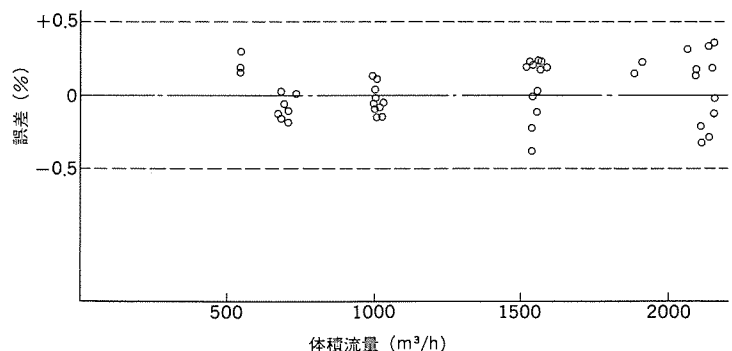


図 6. 超音波流量計の出力直線性誤差

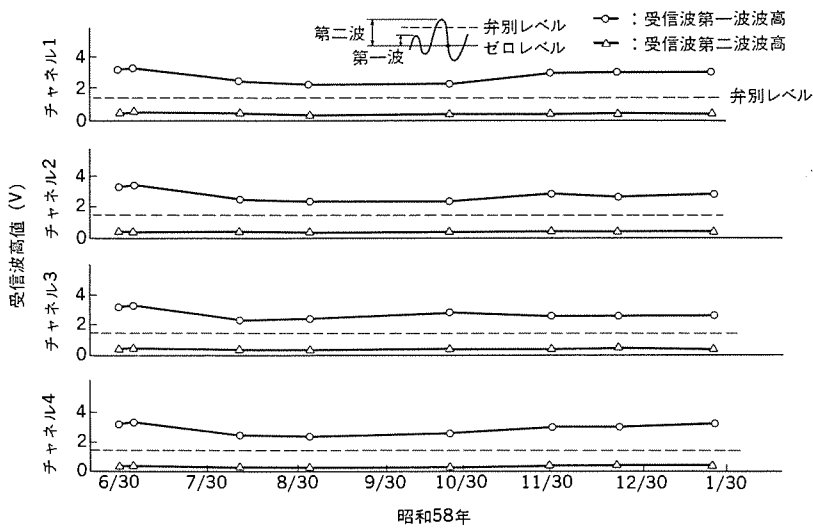


図 7. 超音波受信波高値の経時変化

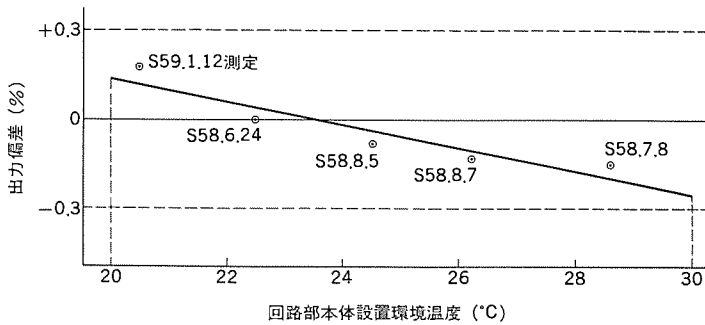


図 8. 超音波流量計回路本体部の温度特性を含めた経時特性

図 7. に受信波形中の第一波及び第二波の波高値の経時変化を示す。図で分かるように、受信波中の第一波及び第二波の波高値が弁別レベルを横断する大幅な波高変化は観測されなかった。したがって弁別レベルが一度適正に設定できれば、それ以後全プラント運転モードに対し、弁別レベルの再調整を実施しなくても正常に時間計測が可能であることが確認された。

(2) 超音波流量計単体の経時変化

フィールド試験期間中、フィールド設置時において実施した疑似時間差信号による流量計回路本体部の出力直線性の経時変化の確認を行った。

回路本体部は、空調室相当の環境下に設置されることが条件であり、温度特性を含めた回路本体部の経時特性を図 8. に示した。この結果から回路本体部に明確な経時変化は認められず、温度に対する偏差は、この装置の周囲温度環境条件 $+25^{\circ}\text{C} \pm 5^{\circ}\text{C}$ 範囲において $\pm 0.3\%$ フルスケール以内であった。この特性から、4.2 節における出力直線性の温度特性予想誤差を評価しても、 $\pm 0.5\%$ フルスケール以内であった。更にこの温度特性は、装置の出力に対し補正を施し、偏差を軽減することが可能である。

4.5 短期再現性

発電機出力の各部分負荷において、負荷

一定状態で 5 分間隔の瞬時流量データを取り、精度評価を実施したところ、 $\pm 0.5\%$ フルスケール以内であり、短期再現性のあることが確認された。

4.6 長期再現性

図 9. に、超音波流量計出力と既設フローノズル形流量計出力の経時特性を示した。図から分かるように、較正時一致していたものが、数か月後、フローノズル形流量計出力の方が $1 \sim 2\%$ 大きくなっていくことを確認した。一般にフローノズル形流量計は、酸化スケールの付着により、長期的に流量が大きめに計測されると言われている。そこで、フローノズル形流量計指示値変化分を平均流量偏差で補正した補正フローノズル形流量計出力を算出し、これと超音波流量計出力を比較した。図 10. に、初期出力較正後約 9 か月経過した昭和 59 年 3 月における補正フローノズル流量と超音波流量計出力の偏差を示した。

図から分かるように、補正フローノズル流量に対する直線性は、 $\pm 0.5\%$ フルスケール以内を満足しており、約 9 か月のフィールド試験における長期再現性についても、極めて良好であることが確認された。

4.7 偏流の影響

図 11. に、超音波流量計と給水流量との化学洗浄直後の較正試験の結果、得られる面平均流速と線平均流速の関係を示す。図において、線平均流速はこの超音波流量計出力を、面平均流速はフローノズル形流量計から求められる体積流量を、その時の配管断面積で除したものとした。ただし、線平均流速は、実際の測定値を音速実測値から求めた超音波流量計の温度圧力補正係数を考慮した修正を施している。これより、線平均流速と面平均流速の比である流速補正係数を求めると、1.0414 であり、一方理論式としてゲイベル係数を用いた理論値を求めると 1.0396 となり、実測と計算の差は 0.2% となる。

また、超音波流量計の出力直線性は、 $\pm 0.5\%$ 以内であり、これらから今回のフィールド試験では、偏流の影響をまったく受けていないことが分かった。したがって、今回のように、超音波流量計設置の上流側 L/D が 20 程度あれば、流速補正係数は、実流較正によっても計算によっても差異なく、偏流の影響はないことを確認した。

以上のフィールド試験結果から、この超音波流量計は、火力発電所

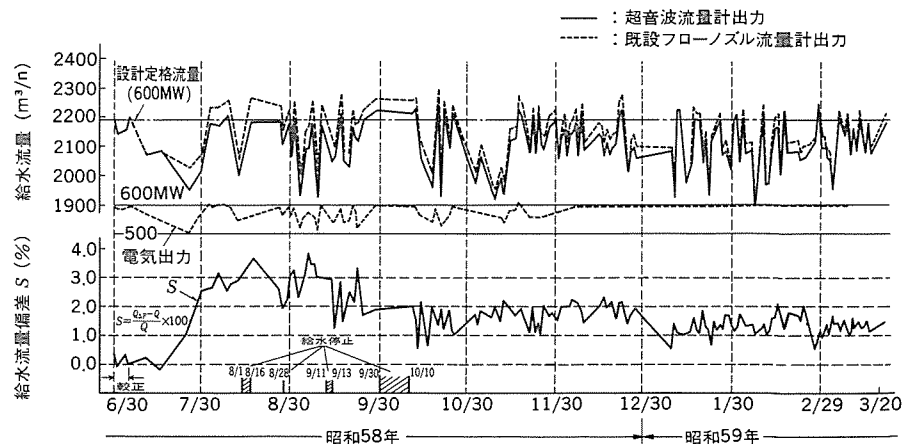


図 9. 超音波流量計・フローノズル流量計出力の経時変化

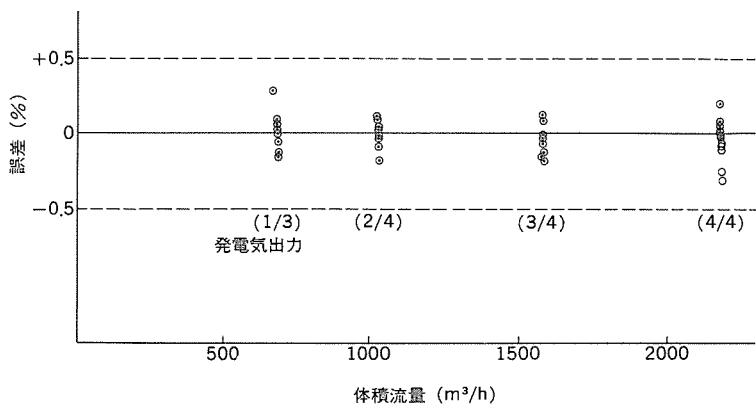


図 10. 補正フローメータに対する超音波流量計出力直線性 (昭和59年3月9日~10日取得データによる)

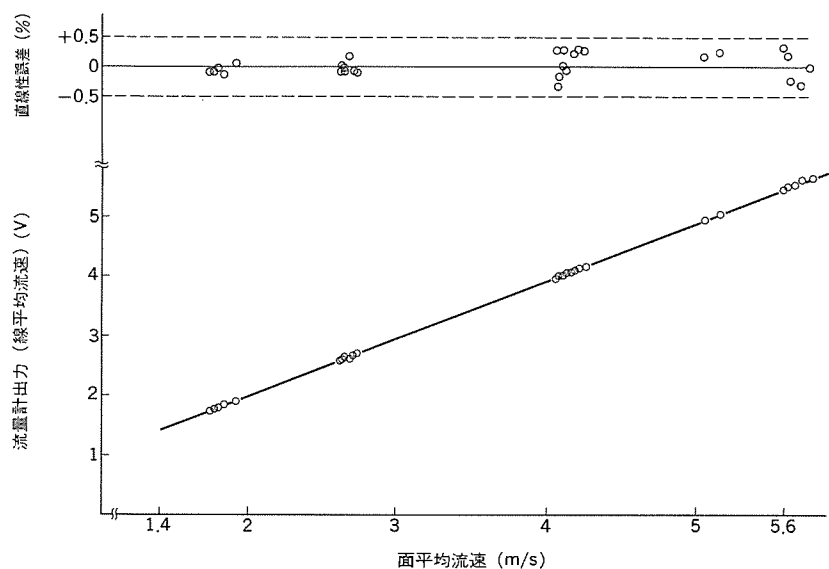


図 11. 超音波流量計出力 (線平均流速) と面平均流速の関係

ボイラ給水用の高温高圧下において、出力直線性として、 $\pm 0.5\%$ フルスケールの精度を満足すること、短期間及び長期間の再現性として、 $\pm 0.5\%$ フルスケールの精度を満足することが確認された。超音波流量計は、流量計設置時に調整した後は、試験実施全期間にわたり、無故障、無調整であり、プラント流量計として機器信頼性も併せ確認できた。更に、流量計検出部と前置増幅器部の防爆機器についても、フィールド試験と並行して開発を進め、防爆認定を得た。

5. む す び

火力発電所ボイラ給水用として、高温高圧水流量計測のための高精度超音波流量計を開発し、試作機を製作し、実プラントにてフィールド試験を実施し、その実用性について実証した。

今後、火力発電所ボイラ給水用のみならず、種々の高温高圧流体の高精度な流量計測へ適用範囲が拡大してゆくことが期待される。

この開発を進めるにあたり、共同研究者として御援助、御協力いただいた関西電力(株)の関係各位に深甚の謝意を表す。

参 考 文 献

- (1) 池永ほか：三菱電機技報，58，No. 4，P. 42 (昭59)
- (2) 尾崎，荒木：計測技術，11，No. 10 (昭58)
- (3) 池永ほか：日本原子力学会秋の分科会，F 15 (昭58)
- (4) 同上：同上，F 16 (昭58)

新しい変圧器ロス回収システム

根尾定紀*・菅 寿郎**・清水 澄***・藤本芳久**

1. ま え が き

変圧器は極めて効率の高い電気機器であり、大容量器では最高効率が99.9%に達するものもある。しかしながら、通過電力も大きいため高効率器とはいうものの、発生損失は定格出力において1,000 kW以上になることもある。このような変圧器損失の利用は、その排熱が比較的低温で利用しにくいものであるため、ヒートポンプの熱源として暖房などに用いられている例はあるが、一般的にはほとんど使用されていない。筆者らは、変圧器の構造を改良することにより排熱温度を高めて、冷暖房に利用することを検討しモデルによる検証を完了したので、ここにその内容を報告する。

2. 変圧器損失利用上の問題点とその解決策

変圧器から排出される排熱は、一般にたかだか65°C程度の低温である。その理由は、大容量高電圧変圧器においては、絶縁物として、油浸クラフト紙、プレスボードなどのA種絶縁物を使用しており、変圧器全体の温度をあまり高くできないため、コイルの最高点温度は、95°C以下に抑えるべきであるとされている⁽¹⁾。また、鉄心やコイルに発生する熱は絶縁油によって外部へ運ばれるが、損失発生部と絶縁油の間に温度差が必要なため、排熱温度は前述のような65°C程度となってしまふ。結局、変圧器の場合には、熱的なウイークリンクになっている絶縁物に制約されて、排熱の温度が低く抑えられていると考えてよい。筆者らはこの点に着目し、排熱の温度を上昇させることにより、利用の範囲を暖房のみならず冷房にまで拡大する方法について検討した。

まず、絶縁物の温度上昇限度を高めることについて検討した。この場合問題となるのは、コイルや鉄心に接している絶縁物の寿命である。油入変圧器に使用される絶縁物は、機械的強度の劣化によって機械的破壊から絶縁破壊に至ると考えられており、その寿命評価は機械的特性によって行われる。普通のA種絶縁物より耐熱性の高いもので、油中での使用実績の多いものとして、耐熱処理絶縁紙（例えば三菱電機のHI-L紙）、ノメックスなどが挙げられる。これらの絶縁物は寿命曲線（図1.）から分かるように、普通のA種絶縁物に比べ、25~45°C程度高い温度で使用できる。しかし、耐熱処理紙を使って温度上昇を高めることは我が国の変圧器規格では認められておらず、またノメックスは大容量高電圧器での使用実績がまだ少ない。これらの検討の結果、変圧器全体の温度を上げて排熱温度を高めることは、短期間に実現が困難であると判断した。

次に検討したのは、鉄損のみを高い温度で回収する方法であった。これを検討した理由は次のとおりである。

- (1) 鉄損は銅損と異なり、常時はほぼ一定の値が発生しているため、利用面からも便利である。
- (2) 鉄心は、それ自体の耐熱性は数百度と極めて高く、それが接している絶縁物も極めて少量であるため、高温で運転できる可能性がある。

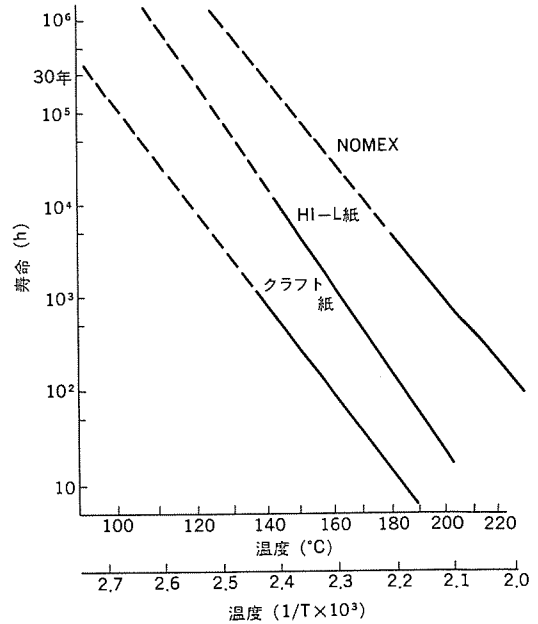


図1. 絶縁物の寿命曲線

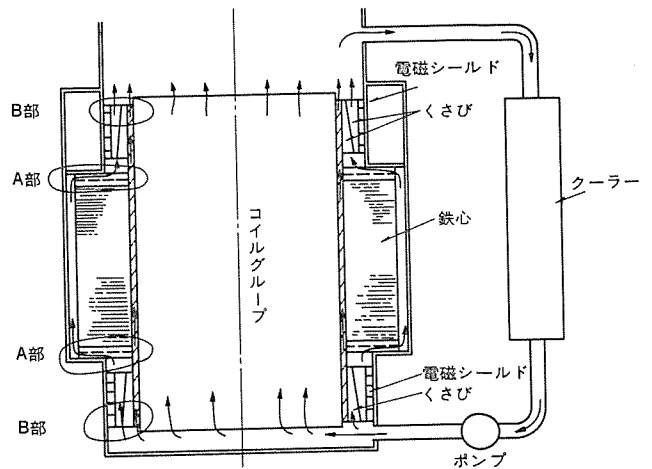


図2. 外鉄形変圧器の油流路

(3) 鉄損は、定格出力時には銅損の1/5程度と少ないが、変圧器の実際の損失等価負荷率は40%前後であり、鉄損は全発生損失の約1/2を占める。

これらの点を考えて、変圧器の排熱利用法として、鉄損のみを高温で回収する方法を検討することとした。大形変圧器に多く採用される外鉄形構造は、図2.に示すような構造で、元来コイルと鉄心の冷却油流路がほぼ分離されているため、若干の構造変更を行うことにより、容易に二つの流路を独立させることができる。これによりコイル部と鉄心部の油流を別々に制御し、温度レベルを変えることが可能となる。例えば、コイル系の温度は、普通の変圧器と同じに抑えておき、鉄心系の温度を油の耐熱性や可燃性ガスの発生に影響の

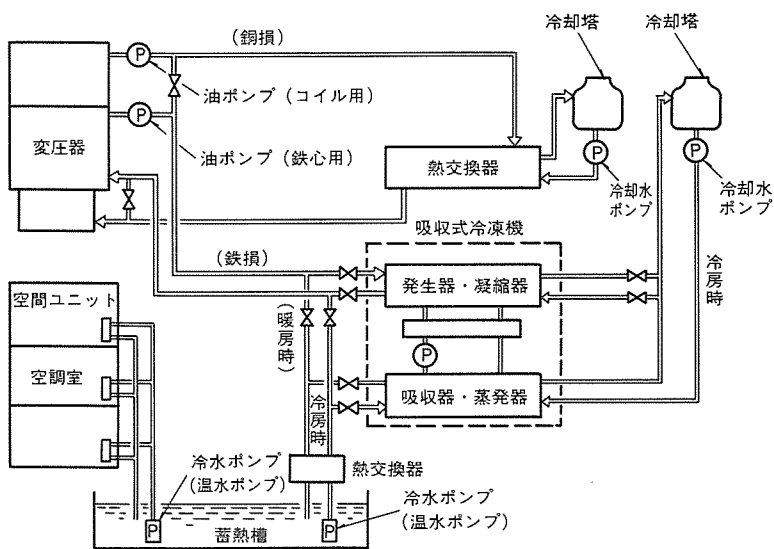


図 3. 冷暖房への利用

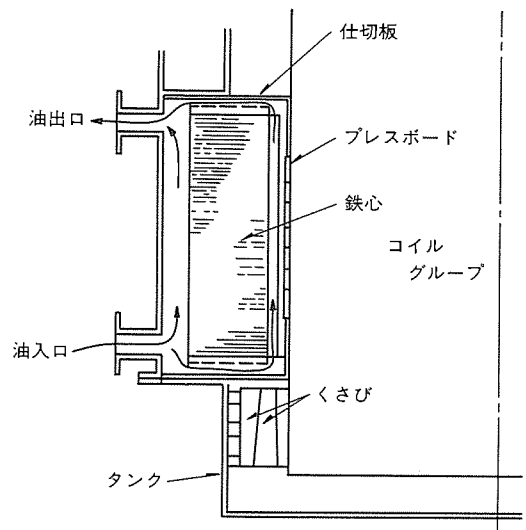


図 4. 鉄心冷却流路分離構造

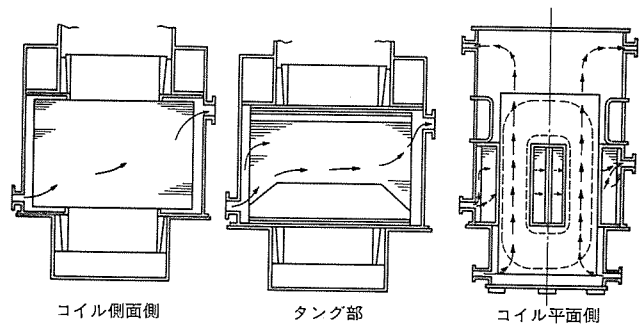


図 5. 油流図

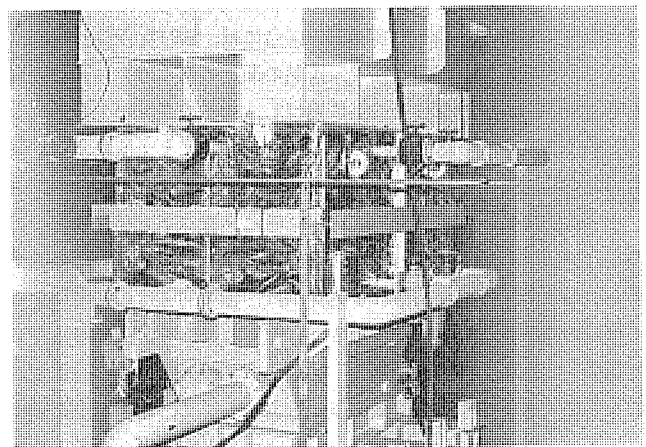


図 6. 変圧器鉄心部外壁断熱要領

ない範囲で、なるべく高く設定する。この許容温度については、はっきりした規格はないが、鉄心温度で $150\sim 160^{\circ}\text{C}$ ⁽²⁾、油温で 95°C 以下が適当である。この程度の油温であれば、吸収式冷凍機を十分駆動できる。

この考えを生かした損失回収システムの一例を図 3. に示す。ここでは、変圧器は都心に設置される変電所用として、冷却塔水冷式で考え、例えば変圧器の損失回収により、隣接ビルの冷暖房を行うものとする。この図に示すように、鉄損冷却回路と銅損冷却回路を分離し、銅損は通常の変圧器のように油・水熱交換器、冷却塔によって外部に放散される。鉄損は前述のように、回収温度を 95°C 程度に高め、夏期はこの排熱を吸収式冷凍機に供給することにより冷水をつくり、冷房に使用する。利用済みの鉄損及び冷房により吸収した熱は、吸収式冷凍機から冷却塔に導かれ、放散される。冬期の暖房時には熱油から温水を作り、暖房に使用する。冷暖房に使用しないときは鉄損、銅損とも、普通の冷却塔水冷式で処理される。

3. モデルによる検証試験

前記のような損失回収システムは、系統構成が簡単であり、経済性があると考えられたので、モデルによる検証試験を行った。その目的は次のとおりである。

- (1) 変圧器の流路分離構造の開発とその検証
- (2) システムの可能性の検証と、損失回収効果の測定

温水を供給するシステムについては、特に試験を行う必要はないと考え、冷房のみを対象とした検証試験を行った。

まず、変圧器の流路分離については、次のような定格のモデル変圧器を製作した。

単相 外鉄形 7,000 kVA 高圧側 $275/\sqrt{3}$ kV
 低圧側 15.4 kV 定格励磁時鉄損 23 kW

流路の分離には図 4. に示すような構造を考案した。すなわち、外鉄形変圧器の鉄心上下部に仕切板を設けることにより、独立した鉄心冷却回路を形成させた。鉄心中央部にある冷却ダクト部ではこの仕切板はやや複雑となるが、全般的には比較的簡単な構造で実現できた。変圧器内部における鉄心冷却油の流れを図 5. に示す。鉄損が外部に放散して回収率が下がるのを防止するため、コイル側への熱絶縁にはプレスボードを積層して使用し、タンク壁から外気への熱

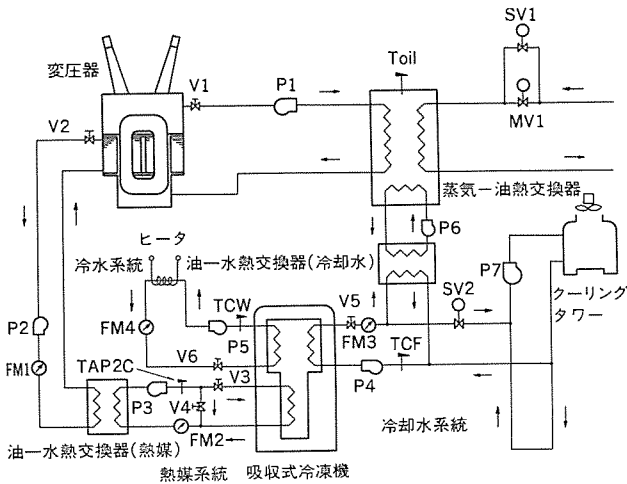
放散防止には図 6. に示すような断熱構造を採用した。この構造における鉄損の吸収式冷凍機への回収率は、約 80% と計算された。

次に、吸収式冷凍機は下記の定格のものを用いた。
 定格冷凍能力 2 冷凍ト、熱源温度 $75\sim 100^{\circ}\text{C}$ 、
 熱源 温水

この吸収式冷凍機は、標準的なものであるので、説明は省略する。このような変圧器と冷凍機を使用して、図 7. 及び図 8. に示すようなモデルシステムを製作した。冷凍機には変圧器から出た熱油を直接供給すれば効率がよいが、現在市販のものには熱油を熱源とするものではなく、すべて温水蒸気熱源であるので、鉄損回収回路と冷凍機の間には便宜上、油・水熱交換器を設け、冷凍機には温水が供給さ



図 7. 変圧器排熱回収冷却システムの外観



記号	名称	
P1	送油ポンプ (油温昇温用)	
P2	送油ポンプ (冷却水昇温用)	
P3	水ポンプ (熱媒循環用)	
P4	水ポンプ (冷却水循環用)	
P5	水ポンプ (冷水循環用)	
P6	送油ポンプ (冷却水昇温用)	
P7	水ポンプ (クーリングタワー用)	
V1	コイル部循環油量調整用バルブ	
V2	鉄心部循環油量調整用バルブ	
V3	熱媒流量調整用バルブ	
V4	熱媒温度調整用バルブ	
V5	冷却水流量調整用バルブ	
V6	冷水流量調整用バルブ	
SV1	蒸気流量調整用電磁弁	Toilで制御
SV2	クーリングタワー循環水閉止用電磁弁	電源投入時ON
MV1	蒸気流量調整用モータバルブ	Toilで制御
FM1	鉄心冷却回路用流量計	
FM2	熱媒回路循環水用流量計	
FM3	冷却水回路循環水用流量計	
FM4	冷水回路循環水用流量計	
Toil	油温度制御用熱電対	
TAP2C	冷凍機運転可否熱媒温度サーモ	
TCW	冷水温度サーモ	
TCF	冷却水温度サーモ	

図 8. 変圧器排熱回収システム配管系統図

れるようにした。このため、熱油と温水の間に数度の温度損失が生じた。

システムの性能検証試験の結果を表 1. に示す。冷凍機の熱源温度は、75°C、80°C、85°C の 3 レベル、冷却水温は 29.5°C とした。またこのシステムの出力である冷水の出口温度は約 10°C とした。変

表 1. 変圧器排熱回収冷却システム性能試験結果

測定箇所		CASE NO	1	2	3	単位
測定条件	吸収冷凍機熱媒温度		75	80	85	°C
	冷却水温度		29.5	29.5	29.5	
変圧器内部 (平均値)	断熱材鉄心側		77.4	83.4	87.4	°C
	鉄心		104.8	109.2	113.2	
	鉄心部流路		90.5	93.5	98.0	
変圧器鉄心側油	入口		78.1	83.1	86.8	°C
	出口		79.8	85.3	89.3	
吸収式冷凍機	熱媒入口		77.8	82.7	86.9	°C
	熱媒出口		72.8	76.7	80.4	
	冷却水入口		29.3	29.1	30.0	
	冷却水出口		32.3	33.5	34.5	
	冷水入口		13.8	14.7	14.3	
	冷水出口		10.5	10.6	9.8	
変圧器油温			65	65	65	
外気温			11	10	12	
各部の流量	鉄心冷却回路		193	198	195	l/min
	吸収式冷凍機熱媒		27	27	27	
	冷却水		53	53	53	
	冷水		20	20	20	
熱収支	熱媒		9.2	11.0	11.9	kW
	冷却水		11.0	16.2	16.5	
	冷水		4.6	5.7	6.3	
	C O P		0.50	0.52	0.53	
変圧器鉄損			13.1	14.6	16.2	kW
鉄損分損失熱回収率			70	75	74	%
総合効率			35	39	39	%

圧器鉄心内及び冷却流路には、多数の熱電対を設置し温度を測定した。試験を冬期に行ったので、冷房負荷を模擬するため電気ヒータを使用した。鉄心冷却系よりコイル冷却系への熱放散を少なくするため、コイル冷却系油温は 65°C とし試験を行った。

4. 試験結果の考察

(1) 変圧器の発生する排熱により吸収式冷凍機を駆動し、冷水が得られることを立証できた。変圧器鉄損の回収率は 70~75%、吸収式冷凍機の成績係数 (Coefficient of Performance, 以下 COP と略す) は 0.5~0.53 であった。この結果、鉄損を冷房用に使用したときの総合効率は、35~39% となった。

(2) 鉄心内の温度は最高温度点で 125°C 程度を記録したが、これは熱的に問題ない値である。

(3) 鉄損回収率は 70~75% と想定していた 80% を若干下回ったが、これはコイル冷却系への熱絶縁に問題があったものと考えられ、改善が必要である。

(4) その他、冷凍機の運転が突然停止したときの変圧器本体に与える影響を調べるため、システム全体にどのような温度変化が生ずるかを試験したが、問題になるような大きな温度変化は生じなかった。

5. 変圧器排熱利用の実用化上の課題

5.1 変圧器

変圧器自体は、従来の構造と比べさして大きな変化はないので、技

術的、價格的に問題はないと考えられるが、鉄心冷却流路と、コイル冷却流路を分離する構造には更に改善の余地がある。今回のモデルではプラスチックによる分離を行っているが、CGPA 変圧器⁽³⁾に用いられているようなフィルムでコイルグループを包む構造も考えられる。

一方、変圧器損失の低減に対する関心が最近とみに高まり、鉄損についても材料、構造の両面から改善が加えられた結果、急速な減少を見せている。したがって、鉄損回収の実用性の検討には、これらの損失減少傾向を十分予測しておく必要がある。かなりの大容量器でも鉄損が200 kW以下になってきているので、数台のバンクに1システムを共用するなど、設備の集約化を図るのも一法であろう。

5.2 吸収式冷凍機

吸収式冷凍機は一般には100冷凍トン以上の大形が多く、小形のを製作しているメーカーは少ない。また、熱源は温水蒸気が普通である。したがって、吸収式冷凍機に対する課題としては、

- (1) 油を熱源とする吸収式冷凍機の開発
- (2) 変圧器とバランスのとれた耐久性のある小形器(10~20冷凍トン)の開発

をあげることができる。

5.3 システム構成上の課題

- (1) 変圧器の負荷変動の影響

今回の方式は鉄損のみを利用する方式であり、変圧器の負荷変動には本質的に無関係と考えられるが、コイル冷却流路の油温が低下すると、鉄心側からの熱移動量が増加し、鉄損回収率が悪化する。したがって、コイル側の油温は、絶縁物劣化の見地から許容される範囲で、なるべく高温に制御する必要がある。例えば、冷却扇、油ポンプの群制御やVVVF⁽⁴⁾による回転数制御などによって、油温を維持することが望ましい。もちろん、熱絶縁を改善することができれば、このようなことは必要なくなる。

- (2) 冷房負荷の変動の対策

冷房負荷の変動に対しては、蓄熱槽を用いる方法が最も適切である。冷凍機と空調ユニットを直結し、冷水の温度により変圧器油の流量制御を行う方法も考えられるが、バルブなどにより流量制御をすることが難しく実用的ではない。

- (3) 冷凍機の熱源について

図3.に示すシステムでは、変圧器から送り出される熱油をそのまま冷凍機の熱源として使用している。このようにすれば、油・水熱交換時の損失がなく、排熱を高温化したメリットをそのまま生かして吸収式冷凍機のCOPを改善し、システム全体の経済性を高めることもできるが、現在市場にある吸収式冷凍機は、すべて温水、蒸気を熱源に使用するものである。したがって、市場性のある冷凍機を使用するためには、油から水に熱を移す熱交換器が必要であり、今回のモデルテストでもこの方式を採用した。この二つのシステムの比較を表2.に示す。冷凍機の市場性を検討してシステムを選定することが必要である。

6. む す び

この研究により、外鉄形変圧器の構造上の特長を生かし、鉄心冷却

表 2. 熱油を用いた冷凍機と温水を用いた冷凍機の比較

冷凍機の熱源	熱油	温水
利 点	○配管系が簡単 ○吸収式冷凍機の成績係数を高くできる	○現在市場にある技術で対応できる
欠 点	○吸収式冷凍機の開発が必要となり、早急な実現はむずかしい	○配管が複雑 ○温水ポンプが必要 ○放熱部が増加し、利用率が下がる ○大形の油-水熱交換器を必要とする ○吸収式冷凍機の成績係数が低くなる
吸収式冷凍機の成績係数 熱回収率	COP=0.6	COP=0.5
(油温 85°C) 熱交温度降下 5°C 冷却水温度 29°C 冷水出口温度 10°C 鉄損回収率 70%)	0.7×0.6=0.42	0.7×0.5=0.35

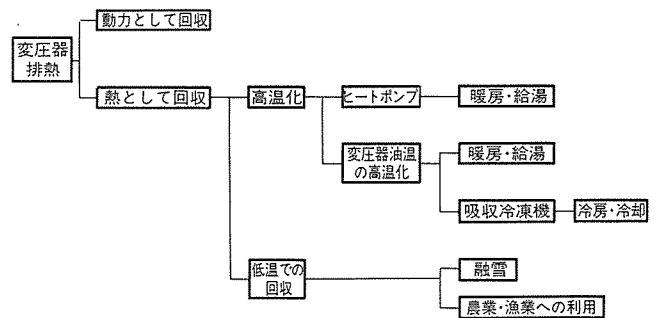


図 9. 変圧器排熱の利用法

流路とコイル冷却流路を分離し、絶縁物の劣化に影響の少ない鉄心冷却流路の油温度を吸収式冷凍機の熱源として利用できるレベルにまで上昇させて、鉄損を冷房に利用できることを検証した。今回のモデルにおいては、鉄損による排熱の約40%を冷房に利用できるという結果であったが、今後、変圧器構造の改良により、当初予測した50%程度までの回収が期待できる。

今後の課題としては、小形の吸収式冷凍機の開発、変圧器の高温化への理解を得ること、変圧器システムとしての信頼性、経済性の向上などがある。変圧器の排熱利用としては、今回の研究も含めて、図9.に示すような種々の利用形態が考えられる。今後のエネルギーコストの推移を勘案しつつ、時宜にかなった利用方法の研究を行っていきたいと考えている。

参 考 文 献

- (1) 電気規格調査会標準規格 JEC-204「変圧器」
- (2) H. Kan : Problems Related to Cores of Transformers and Reactors, Electra No. 94, may 1984
- (3) 松村ほか：三菱電機技報, 54, No. 11 (昭55)
- (4) 三菱電機技報, 58, No. 1, P. 31 (昭59)

新形数値制御装置《MELDAS-LO/MO》

工藤和弘*・赤祖父恭介*・今西一夫*・北爪次男*

1. ま え が き

《MELDAS-L0/M0》は、既に好評を得て発売している《MELDAS-L2/M2》の姉妹品としてラインアップし、小形・高性能をねらい普及形旋盤・マシニングセンター用数値制御装置（NC）として開発製品化したものである。

《MELDAS-L0/M0》（以下L0/M0という）は、従来のL2/M2をベースとした豊富な機能と高信頼性を備えるとともに、よりコンパクト化を図りコストパフォーマンスの高い新時代のCNCとして完成させた。また、ますます発展するFMS（フレキシブルマニファクチャリングシステム）加工セル用数値制御装置としての機能を持ち、更に現場オペレータの人間性回復が叫ばれる今、マンマシンインタフェースの改善をねらった漢字表示・音声出力機能などの新技術を盛り込んでいる。

本稿では旋盤用NC《MELDAS-L0》とマシニングセンター用NC《MELDAS-M0》におけるシステム、ハードウェア、ソフトウェアについて概要を報告する。

2. 《MELDAS-L0/M0》のシステム構成と特長

2.1 開発思想と特長

新時代のCNCとしてのL0/M0の開発思想と特長を次に列記する。

(1) ハードウェアの設計方針と特長

- (a) L2/M2ハードウェアとの思想統一
- (b) コモンバス方式の採用
- (c) 16ビット高速CPU及び高速演算素子によるマルチプロセッサシステム
- (d) カードアドオン方式による機能拡張方式
- (e) 新LSI素子採用による小形・軽量・高信頼性
- (f) ICメモリ・大容量バブルメモリによるデータバンク
ユーザーが作成する加工プログラムの記憶メモリとして、純電氣的素子で耐環境性に優れ、かつ高信頼性・高密度のICメモリ・バブルメモリを採用。

(g) 漢字表示とアンバー（琥珀）カラーのCRT表示は漢字画面に親しみやすさを持たせ、目の疲れを柔らげるアンバーカラーの9インチモノクロCRTを採用した。

(h) 柔軟性のある制御軸数
L0は2軸専用であるが、M0はシステムにより2軸から4軸までの対応が必要であるため、軸の構成には柔軟性を持たせている。

(i) システムの拡張が可能
コモンバス上に更にCPUを増設することによってシステムを拡張し、PC(プログラマブルコントロール)の内蔵や当社FMSシステム《FACTORY-LAND-C1》との結合が可能となる。

(2) ソフトウェアの設計思想と特長

- (a) L2/M2ソフトウェアとの思想統一

(b) リアルタイムマルチタスク汎用オペレーティングシステムの採用

(c) 高速・高性能PCにおける開発支援ツールの拡張

当社汎用シーケンサ《MELSEC-Kシリーズ》の開発ツールが利用可能なほか、NC装置本体にてシーケンサプログラムの開発ができるPCオンボードプログラミング機能の搭載が可能。

(d) 高位言語の採用

(e) 当社統一ソフトウェア開発技法の導入

2.2 L0/M0のシステム構成と機能

L0/M0のシステムブロックを図1、図2に示す。9インチCRT付きNC操作パネル、制御ユニット、駆動部、機械インタフェースによる構成を基本構成とするが、顧客の要求に対応してテープリード・テープパンチャ・カセット磁気テープなどの入出力機器との接続のための各種インタフェース、及び手動ハンドル送り制御、主軸回転制御・工具選択制御など工作機械との接続のためのPCインタフェースを付加することにより拡張構成が実現できる。

L0/M0の共通の新機能を次に示す。

(1) 対話式プログラミング

アドレスメニュー方式の採用で、プログラミングに必要なアドレスがCRT画面に表示され、プログラムの作成・編集におけるミスの軽減が図れる。

(2) バックグラウンド・プログラミング

機械は稼働させたまま、新規の加工プログラムの作成又は別の加工プログラムの修正・編集を並行して行える。

(3) プログラムの音声出力

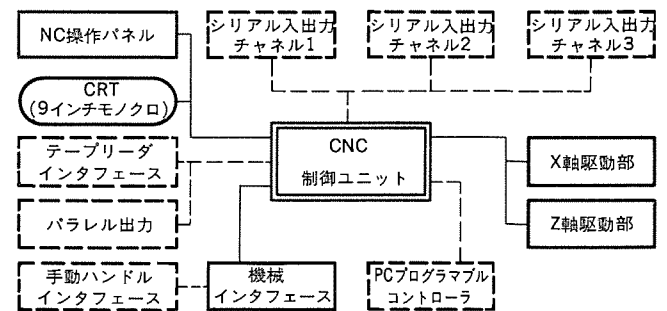


図1. 旋盤用NC(L0)のシステムブロック図

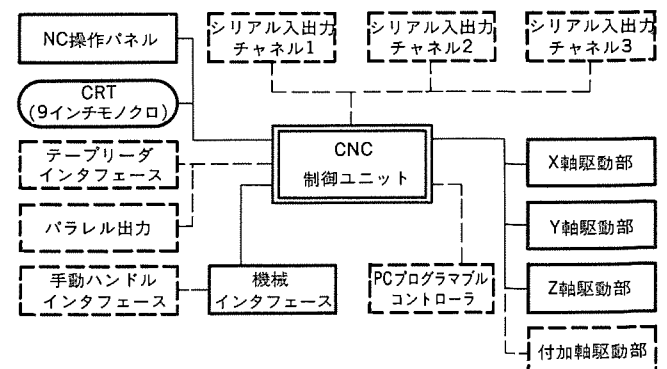


図2. マシニングセンター用NC(M0)のシステムブロック図

加工プログラム作成中のキー操作時は、キーのデータを音声にて出力することによってミスタッチの防止ができ、また入力後の加工プログラムデータを順次音声出力読出しすることによって、目(CRTまたはデータシート)と耳(音声)でより正確に確認できる。

(4) 漢字表示と見やすいCRT画面

9インチモノクロCRTを装備。親しみやすい漢字表示を採用するとともに、目に刺激の少ないアンバー(琥珀)色にした。

(5) PCオンボードプログラミング

NC操作ボードのキースイッチ・CRTを使用して、工作機械固有のシーケンスプログラムの作成・修正・追加がNC装置本体で可能とした。

上記L0/M0共通の新技术のほか、L0/M0独自の製品特長を下記及び表1、表2に示す。

表1. 《MELDAS-L0》の特長とする機能

番号	機能名	仕様概略
1	単一点自動演算	連続する直線又は円弧の交点を自動的に計算する。
2	複数点自動演算	数ブロックにわたり連続する直線又は円弧の交点あるいは接点を自動的に計算する。
3	簡易指定プログラム	コーナ面とり、コーナRの指令ブロックを自動的に挿入するか又は簡単なプログラムで指令できる。
4	固定サイクル	1ブロックの指令で直線・テーパの連続切削やねじ切りの加工ができる。
5	複合形固定サイクル	仕上げ切削用のプログラムを呼び出し、途中の径路を演算しながら加工ができる。
6	ノーズR補正	ノーズ(刃先)Rが指定径路に接するよう自動的に補正計算をしながら加工ができる。
7	テーチン	手動にて工具長測定、バリア測定、ワーク座標系測定、ツールポジション測定が可能である。
8	大容量メモリ	バブルメモリにて約280mまでの加工プログラムの記憶ができる。
9	CRT画面開放	シーケンスのアラームメッセージをCRT画面に表示するほかユーザー専用画面に任意のデータ表示ができる。
10	工具寿命管理	使用工具の加工時間積算又はワークの加工回数などの工具の寿命が管理できる。

表2. 《MELDAS-M0》の特長とする機能

番号	機能名	仕様概略
1	編集可能な固定サイクル	穴あけ、タップたてなどの一連の加工動作を1ブロックの指令にてできる。また加工シーケンス動作の変更(編集)もできる。
2	特別固定サイクル	固定サイクルと組合せ、パターン加工サイクル動作を1ブロックの指令でできる。パターンは4種類内蔵している。
3	図形回転	サブプログラムで指令する基本図形を回転相似形で繰返し加工に使用できる。
4	座標回転	プログラムの基準線とワークの基準線との回転ずれを補正しながら加工ができる。
5	スケール	サブプログラムで指令する基本図形を拡大又は縮小して加工ができる。
6	工具径補正II	プログラム径路に対し工具半径量だけ外側又は内側に補正して加工ができる。
7	3次元工具径補正	任意の曲面の3次元方向に工具半径量だけオフセット補正して加工ができる。
8	ブレイバック	手動送り、メカハンドル送りによる移動量をNC用加工プログラムフォーマットに変換してメモリへ記憶ができる。
9	大容量メモリ	バブルメモリに約280m又は約600mの加工プログラムテープの記憶ができる。
10	自動計測援助機能	ユーザーマクロ(各種演算・判定・分岐命令)、スキップ処理、座標読取り、プリント機能の組合せで自動計測を援助する。

3. 《MELDAS-L0/M0》のハードウェア

3.1 L0/M0のハードウェア構成とその内容

L0/M0としては制御軸数、工作機械制御のための入出力インタフェースの構成が多少異なるが、主要部分はほぼ同一であるので図3にM0のハードウェアブロック図を示す。

ハードウェアは大別すると、①制御ユニット、②NC操作パネル、③駆動部とに分けられる。制御ユニットはCPU、メモリ素子、入出力制御回路などによって構成される制御中枢である。NC操作パネルは、CRT表示器とデータ設定のためのキーボードからなるマンマシンインタフェース機器、駆動部は工作機械を動かすためのモータ制御部である。

制御ユニットは16ビットの高速マイクロプロセッサを2から4個を搭載するマルチプロセッサ方式である。第1のプロセッサはメインCPUと呼ばれ、高速演算用LSIを装備し、スーパーバイザとしての機能をもつほか、加工プログラムデータ・NC各種制御パラメータデータなどのリード/ライト制御をするメモリアクセス機能、外部メモリとしてのバブルメモリを制御するDMA(ダイレクトメモリアクセス)機能、各種入出力機器を制御する割り込み制御機能、タイマ機能などをもつ。

メインメモリは大容量のEPROM及びRAMの混成構成で、高速プロセッサと、この大容量メモリシステムとの組合せにより小形・軽量で実現し、NC機能の小形・高機能システムを完成させた。また各CPU間のデータ交換をコモンバスにて高速に行うため2ポートメモリと呼ぶ共通メモリを装備し、マルチCPU方式におけるCPU間のデータ転送に起因する処理能力低下をカバーしている。

補助メモリとしてバブルメモリを装備することにより大容量加工プログラム記憶が可能となり、テープ長にして約280m又は600mまで対応できる。

第2のプロセッサはMCU(マシンコントロールユニット)用CPUと呼ばれ、メインCPUから渡されるデータを更に詳細に解析・演算し、サーボコントロールを行う。

位置検出はブラシレスレゾルバによるセミクローズドループを標準としてい

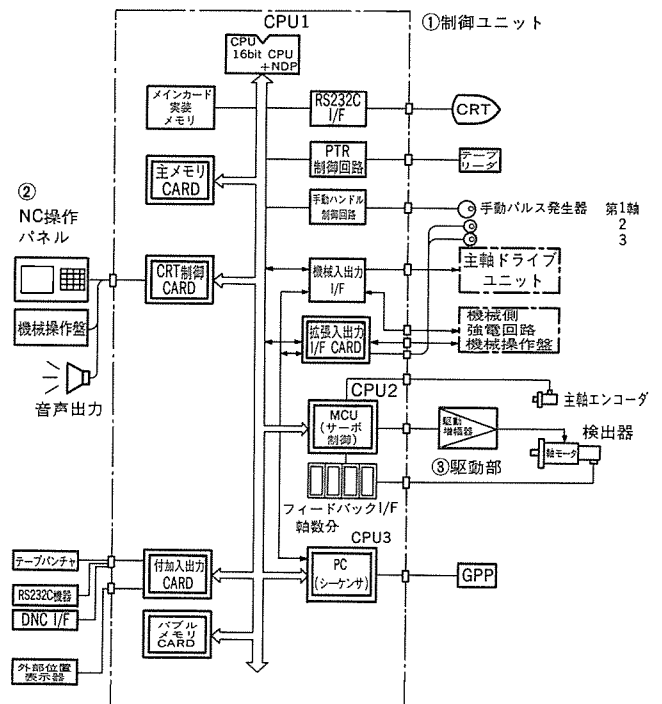


図3. 《MELDAS-M0》ハードウェアブロック図

るが、光学式リニアスケール又はマグネスケールなどによるクローズドループ制御も行うことができる。

第3のCPUはPC用CPUと呼び、機械対応のシーケンス処理やデータ処理を行う。ATC(自動工具交換)、回転テーブル割り出し制御、PCウインド(メインCPUとPC用CPUとの間の各種データ交換)機能など高度なシーケンス制御を行う最近のNC装置では、ほぼ標準採用されている。

PC用CPUの主な仕様を次に示す。

- (1) 入力最大144点、出力最大122点で、ほかにアナログ出力1点
- (2) 処理ステップ2,000、4,000又は8,000
- (3) 処理時間約2.0 μ s/ステップ(ビット演算)

入出力接点インタフェースはVDE規格に基づく非絶縁タイプを標準とし、切換にて従来のインタフェースにも対応できる。

3.2 L0/M0の構造上の特長

NCはその使用環境が工作機械現場ということから、コンパクト性、耐振動性、防じん(塵)気密性が重要なポイントである。L0/M0では拡張性を持ちながらコンパクトを確保するために大きな考慮を払っている。電源を薄形にし、マザーボードに基本回路を配置し、拡張機能別に構成された小形カードをマザーボードにはめ込むようにしている。図4、図5にL0/M0の制御ユニットの扉開放時と扉閉鎖時の写真を示す。L0とM0とでは基本制御軸数が異なる故、軸の拡張構成を十分考慮し軸制御モジュールカード数が異なる以外は全く同一の構成となるよう標準化を図った。NCのきょう(筐)体は完全密閉形構造とし、制御ユニットが収納される形にした。

L0/M0のNC操作パネルを図6、図7に示す。操作スイッチには完全防塵形フラットキースイッチを採用し、個々のスイッチ間には凸部を設けスイッチの区切りが手の感触で判断できるほか、NC機能のユーザーマクロ用言語としての複数文字からなる演算子文を1タッチで入力できるよう工夫をした。L0のNC操作パネルとM0のNC操

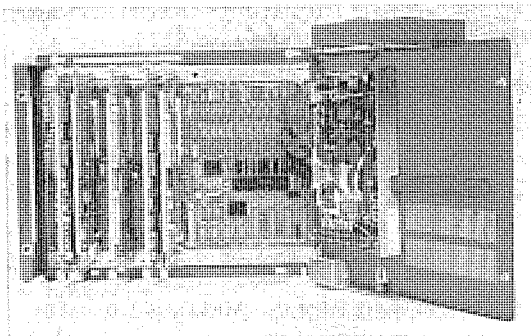


図4. L0/M0の制御ユニット(扉開放時)

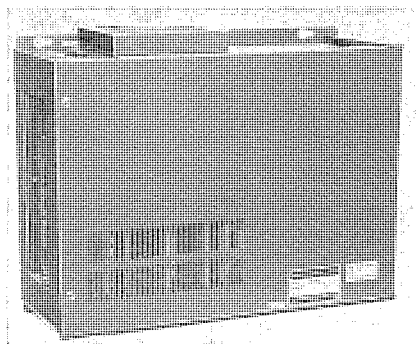


図5. L0/M0の制御ユニット(扉閉鎖時)

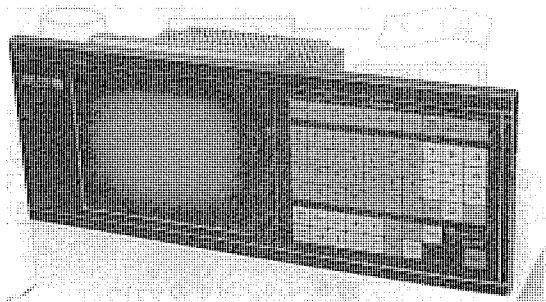


図6. L0のNC操作パネル

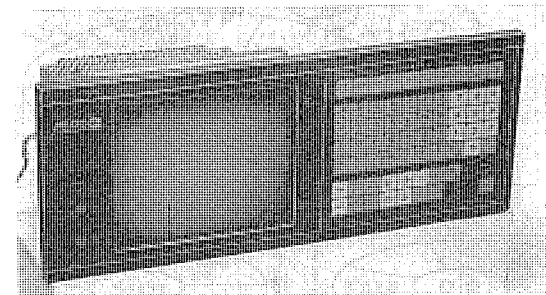


図7. M0のNC操作パネル

作パネルは表面シートの変更にていずれにも対応できるよう共通化した。表面シート、パッキン類も耐油性の強い材質を選択し、耐振動性に対してはモジュール単位で試験・評価を重ね、カードモジュールの構造強化に十分考慮を払った。

4. 《MELDAS-L0/M0》のソフトウェア

L0/M0は小形・高密度のハードウェアに、旋盤用あるいはマシニングセンター用ソフトウェアを組み込むことにより豊富なNC機能を実現している。L0/M0の各機能はL2/M2の対応する機能とほぼ互換性を持ちながら新しい機能を付加した。

L0/M0は2から4個のCPUから構成され、処理する機能に対応してメインソフト(CPU1)、MCUソフト(CPU2)、PCソフト(CPU3)、コンピュータリンクソフト(CPU4)と名付けている。メインソフトは加工プログラムを読み取り、解析、補間計算、主軸・工具・補助機能などの指令データ処理、及びNC操作パネルの設定表示処理を行う。MCUソフトはメインソフトで計算された移動データを詳細に計算し、速度制御・位置制御を行う。高性能シーケンス制御用として付加されるPCソフトは機械操作盤から各種スイッチ信号を読み取り、ランプ・リレーなどの出力処理を基本とする機械固有のシーケンスを行う。

更にコンピュータリンク用として第4のCPUを付加し、通信制御のためのソフトを組み込み《FACTORYLAND-C1》と接続することができる。

図8.にソフトウェアの構成を示す。四つのCPUのソフトウェアの密接な連携プレイにより、L0/M0の各機能を実現させた。

4.1 メインソフトウェア(CPU1)

メインソフトウェア構成を図9.に示す。四つの大きなモジュールに分かれており、また個々のNC機能にパッケージ化されている。

- (1) モニタ:各タスクの実行制御を行うタスクスケジューラ、入出力機器制御用IOドライバ、コモン演算サブルーチンで構成する。
- (2) モーション:工作機械の各種制御をリアルタイムで処理する。オペータによる機械操作を解析し移動データはMCUへ、その他制御データはPCへ送る。

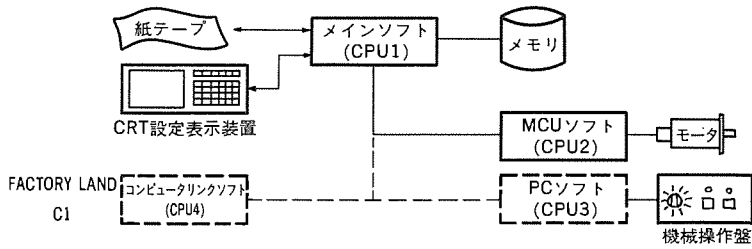


図 8. L0/M0 のソフトウェア

するソフトウェアでマシンコミュニケーション用ソフトである。位置表示モータ、自己診断など豊富な機能をもつ。

4.2 MCU ソフトウェア (CPU 2)

メインソフトのモーションで計算される単位時間当りの微小線分移動指令量を更に細分化し、レベルにより得られる検出位置データにより位置と速度制御を行う、いわゆるサーボコントロールを行う。バックラッシュ補正、ピッチ誤差補正、変位補正など機械固有のロストモーションの補正もここで行う。

レベル検出が標準であるが、リニアスケールなどのパルス検出方式にも対応ができる。

4.3 PC ソフトウェア (CPU 3)

PCソフト構成を図 10. に示す。PCシーケンスは電源投入後、フローに従って繰返し実行する。PCソフトは共通のベースックと機械メーカー固有のユーザーソフトとに分かれ、サブルーチンの形で処理している。割り込み処理はタイム機能のほか機械の緊急停止の処理はベースックで行うが、ユーザーのATCなど即応性の必要な処理はユーザーの高速シーケンス処理で行うことができる。

シーケンス言語は汎用シーケンス《MELSEC-K シリーズ》とほぼ互換性があり、開発ツールを利用することにより機械メーカー独自で PC ユーザーソフト

の開発ができる。また L0/M0 装置本体で PC ユーザーソフトの開発ができる PC オンボードプログラミング機能の搭載も可能である。

4.4 コンピュータリンクソフト (CPU 4)

コンピュータリンクソフトは L0/M0 と《FACTORYLAND-C1》などの上位計算機と通信回線にて接続し、加工プログラムの計算機から NC 装置へ (ダウンロード)、NC 装置から計算機へ (アップロード) などのデータ入出力のほか、計算機から NC 装置へ加工プログラムを送りながら加工させるオンライン運転が可能な機能をもっている。

5. む す び

以上、当社が開発製品化した《MELDAS-L0/M0》について紹介した。漢字表示、音声出力、アドレスメニュープログラミング、PC オンボードプログラミングなどの新機能をもち、かつ小形・高性能を実現した最新の CNC 装置である。

今後も産業メカトロニクス用コントローラとしての NC 装置を更に前進させ、市場のニーズを先取りする新技術の開発に努め、信頼性の高い NC 装置を供給して行きたい。

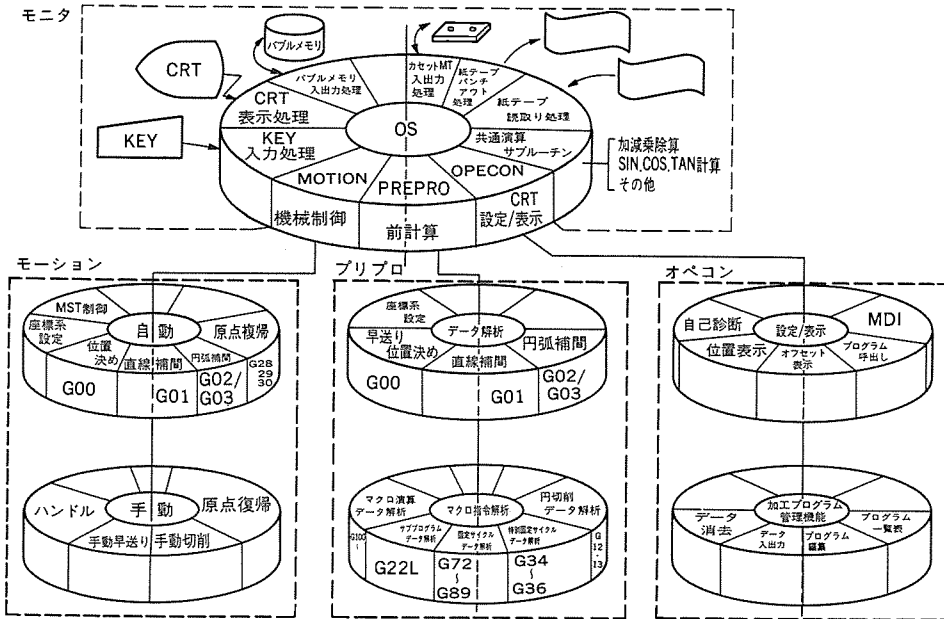


図 9. メインソフトウェアの構成 (M0 の例)

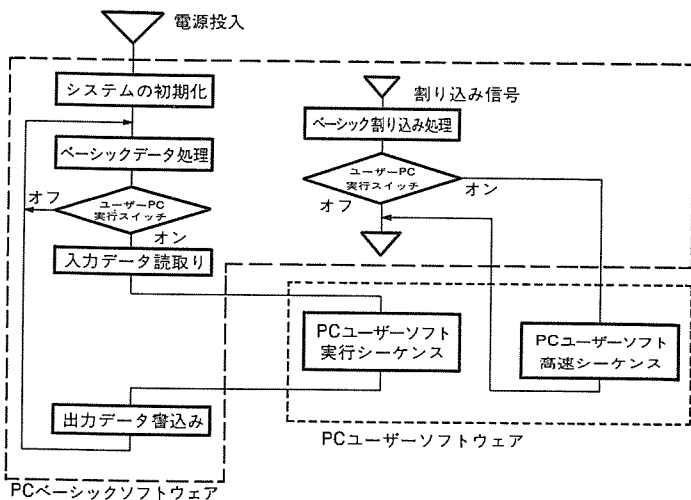


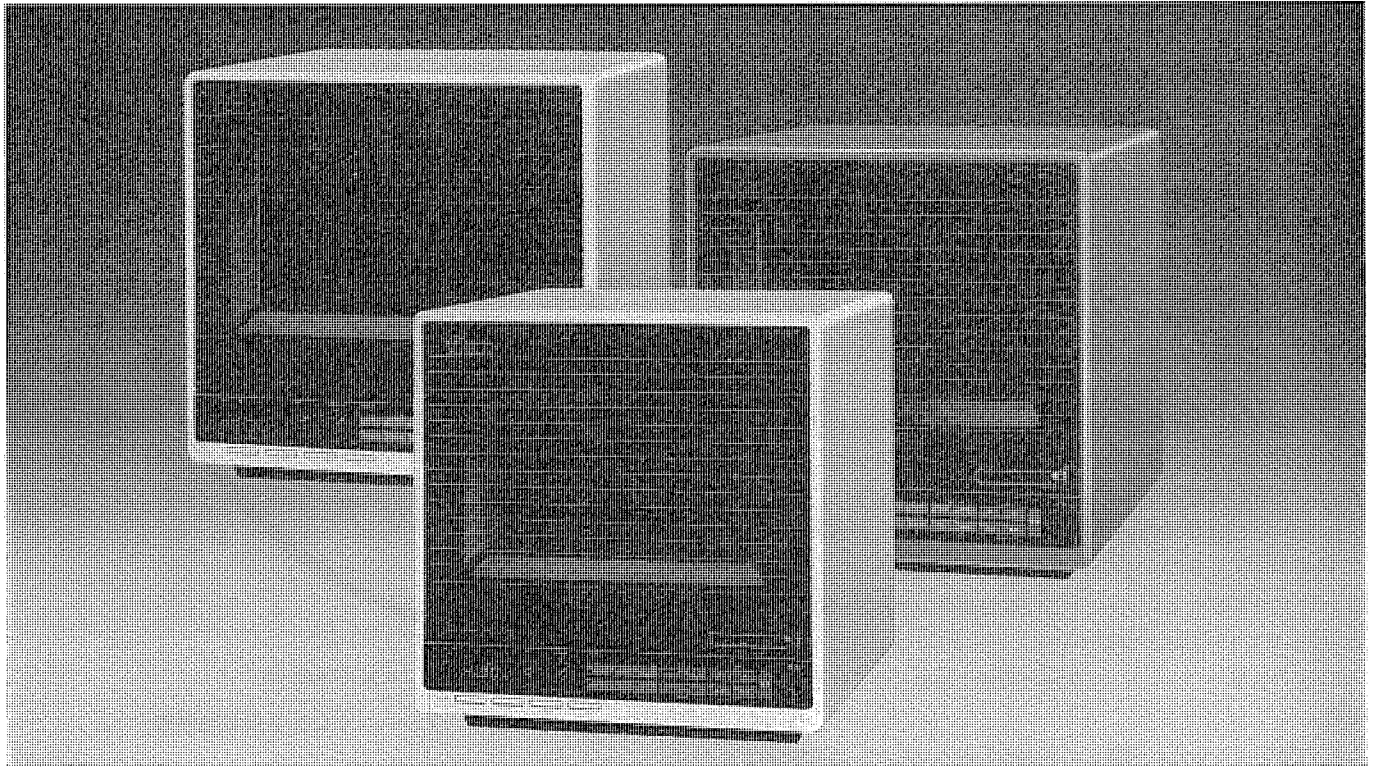
図 10. PCソフトウェアの構成

(3) プリプロ：紙テープ又はメモリから加工プログラムを読み取り解析し、移動軌跡計算、工具補正算を行ってモーションへ渡す。

(4) オペコン：主に CRT 設定表示装置によるオペレータ操作に対応

スポット ライト

三菱オーブンレンジ RO-5000形



このたび三菱電機では、業界で初めてオーブン料理にもセンサーを採用したオーブンレンジRO-5000形を発売しました。オーブンレンジを鍋・フライパンのように手軽に使いこなしたい…というニーズに応えた、予熱不要の“コンビ加熱”を搭載した機種をすでに発売し、高い評価をいただいています。このたびのRO-5000形は、この“コンビ加熱”をさらに性能アップさせるとともに、これまで電子レンジ料理のみであったセンサーをオーブン料理にも採用することによって、操作も簡便化し、よりおいしく、より速く、より手軽な調理を一段とすすめた新製品です。

特長

- オーブン料理に初めて<仕上がりセンサー>を採用
食品から出るガス・水蒸気などを感知して、その食品の仕上がり状態をマイコンに伝えるのがセンサー。食品の分量に関係なく、ポンとキーを押すだけの操作性が最大のメリットです。コンビ加熱にガスセンサーを組み合わせることにより、ステーキ、ハンバーグ、グラタン、焼き魚などのオーブン料理(コンビ加熱料理)がワンタッチで調理可能となりました。
- 鉄板温度を上昇させる、1kWの下ヒーター
センサーオープン調理モードに、下からの強い火力で加熱するフ

ライパン料理を加えました。下ヒーターを1kWにしたことで、ステーキ、ハンバーグ、魚のムニエルなどが、ほどよく焼きあがるようになりました。

●予熱不要で、調理時間は $\frac{1}{2}$ (当社比)

電波とヒーターの交互通電を1：11の割合にし、調理時間を大幅に短縮。これまでオーブン料理での予熱は常識でしたが、コンビ加熱はこの予熱を不要としました。例えば、スポンジケーキの場合、これまで予熱も含めて50分かかりましたが、コンビ加熱なら20分で焼きあがります。調理時間の短縮により電気代も $\frac{1}{2}$ に節約できます。

●解凍も内と外からスピーディに加熱する“コンビ解凍”

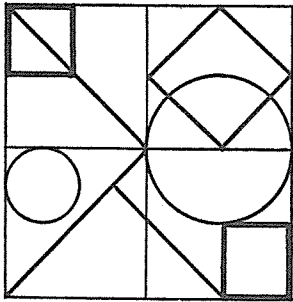
電子レンジだけの解凍による加熱ムラを改良するため、低温制御のヒーターを使って、外からも解凍する方式を採用。さらに、冷凍さしみ、肉などを半解凍にするモードと、冷凍野菜などをスピーディに全解凍する2種類の解凍機能を装備しました。

●業界随一のコンパクト設計

外形サイズは幅40cm、高さ40cm、奥行37cm。設置スペースは当社従来品(RO-1900形)と比べ50%も省スペースです。しかも、庫内寸法は直径26cmのビッグケーキ、哺乳ビン、2合とっくりも入るゆったりサイズです。

●上下ヒーター着脱式

薄形設計ですが、上下ヒーターとも着脱可能。庫内の掃除も簡単です。



特許と新案 有償開放

有償開放についてのお問合せ先 三菱電機株式会社 特許部 TEL (03) 218-2136

電動機で駆動されるファン等の負荷の運転方法 (特許 第1178873号)

発明者 細野 勇

この発明は、電動機で駆動される送風機・ポンプ等の負荷の制御方式に関するものである。

送風機の風量制御方式は大別するとダンパ制御方式と回転数制御方式に分類される。送風機の効率を考えると、100%風量から90%風量ぐらいまでの10%程度の領域を制御する場合は、図1.に示すようにダンパ制御でも効率は低下しないが、これより低風量の領域まで風量を絞る場合は、ダンパ制御はいたずらに空気をかきまわすことになり、大きなエネルギー損失を生じる。これに対し、回転数制御方式は図1.からも明らかなように、風量は回転数に比例して変化し、所要電力は回転数の3乗に比例して変化するので、全領域にわたって最も所要電力の少ない、優れた方式といえる。

したがって図2.のような構成とし、ダンパ制御でも効率のよい90%から100%(あるいは80%から100%)の領域はダンパ制御とし、それ以下の領域をインバータによる回転数制御にすれば、90%のときは $0.9^3=0.729 \approx 73%$ の容量のインバータで、80%のときは $0.8^3=0.512 \approx 51%$ の容量のインバータで、大きな省電力効果が得られることになる。

この発明はこの点に着目して考案されたシステムで、高風領域はダンパ制御とし、低風領域はダンパを全開として回転数制御するようにし、両領域の切換えて、広範囲の風量制御を行うシステムである。

この発明によれば、少ない設備費で大きな省電力効果が得られ、秀れた投資効率を実現することができる。

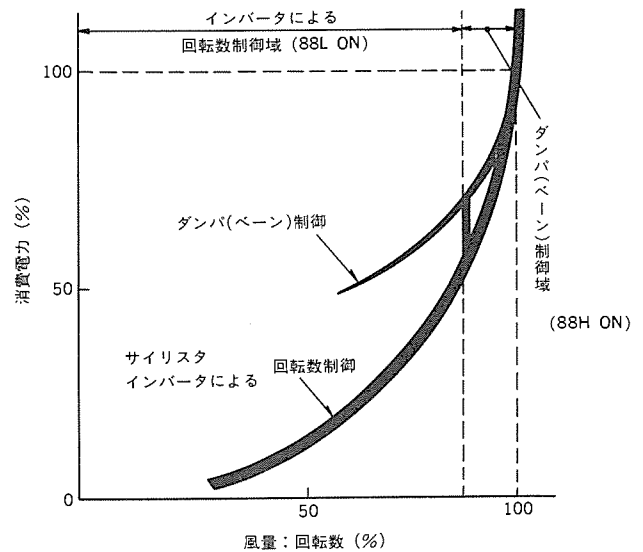


図1 インバータによる回転数制御

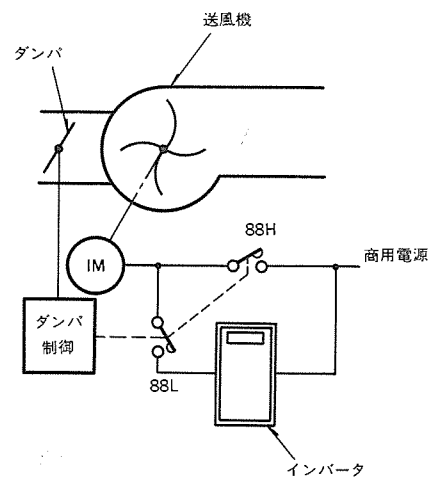


図2 本発明のシステム

タップ切換装置 (実用新案 第1212858号)

考案者 永岡 栄

この考案は、タップ切換スイッチの電流をサイリスタに分流させてから開閉することによって、タップ切換スイッチの遮断責務を軽減するよ

うにしたタップ切換装置で、特にサイリスタの導通事故によるタップ間短絡を検出して、変圧器の焼損を防止するものである。

図1.の状態から、両選択スイッチ(2 a), (2 b)を高位タップに切替える場合には、タップ切換スイッチ(3 b)を開放すると同時にサイリスタ(6)を点弧させる。これによって、タップ切換スイッチ(3 b)の回路電流はサイリスタ(6)に分流される。そして、電流電圧の極性反転による逆電圧が印加されて半サイクルでサイリスタ(6)は消弧する。それによって、電流は完全にタップ切換スイッチ(3 a)側に移るので、選択スイッチ(2 b)側は無電流状態となる。この時、選択スイッチ(2 b)は高位タップに切換えられる。そして、切換完了後にタップ切換スイッチ(3 b)を閉じる。

したがって、変流器(7)が挿入されているサイリスタ(6)による橋絡回路に流れる電流は、タップ切換スイッチの開放時に、しかも電源周波数の半サイクルだけ流れ、それも微小電流であるために変流器の二次側にはほとんど誘起されない。これに対して、サイリスタが導通事故を生じた場合は、全波電流が流れるために大電流となるので、変流器の二次側の電流検出器(8)で検出でき、変圧器等の焼損を防止することが出来る。

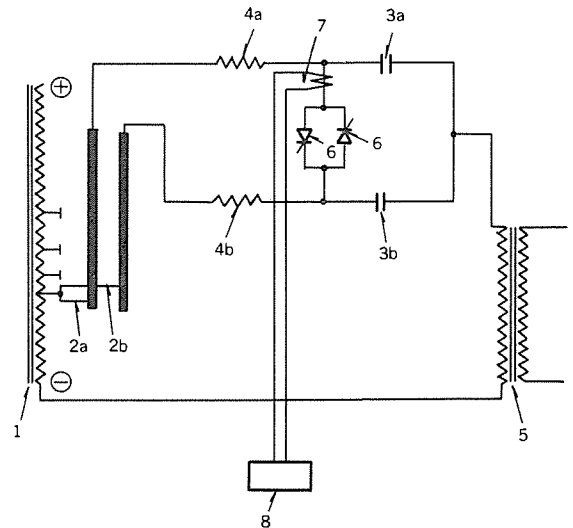


図1 タップ切換回路図

エレベータの速度制御装置 (特許 第1057184号)

発明者 峯松雅登・野村正実

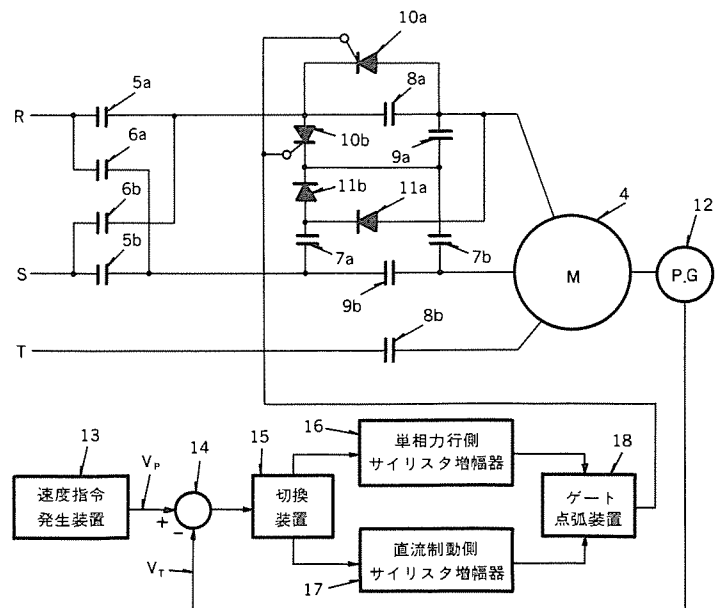
この発明は誘導電動機を使用したエレベータの減速時の乗心地改善に関するものである。

従来はかごが一定速度で走行中は電動機に三相交流の電源電圧を印加し、かごが減速開始点に達すると電動機を三相交流電源から切り放し、同時に直流電圧を印加して制動トルクを発生させかごを減速させる方式が良く使用されている。しかしこの方式だけでは三相力行トルクから直流制動トルクに切替える時、大きなトルク落差によって乗客に衝撃を与え乗心地を悪くしていた。

本発明は上記切換をスムーズに行ない乗心地を改善するために、減速開始時に誘導機の単相力行制御を導入したことを特徴とするものである。本発明の実施例を図に示す。

減速指令が出ると、(8 a), (8 b)を開放しサイリスタ(10 a), (10 b)を逆並列にしてR相に挿入し単相力行制御とし、サイリスタにより力行トルクが滑らかに下がるように制御する。次に速度指令信号と実速度がほぼ一致する時点で、(9 a), (9 b)を開放、(7 a), (7 b)を閉成し、サイリスタ(10 a), (10 b)、ダイオード(11 a), (11 b)により整流ブリッジを構成し直流制動へ移行するように構成している。

これにより減速開始時のトルク落差を小さく出来、乗心地の良いエレベータを実現出来る。



インバータの高速自動同期回路 (特許 第1070832号)

発明者 川畑隆夫・矢野禎成

この発明はインバータを他の電源に同期させるためのPLL回路の応答速度の改善に関するものである。

一般にインバータ装置において、商用電源とインバータとの並列運転や無瞬断同期切替、複数のインバータの並列運転、そしてインバータによる同期電動機のような誘起電圧を有する負荷の運転などの場合に、インバータの出力電圧をこれら並列接続すべき対象と同期させる必要がある。本発明ではインバータの有する多相信号と位相を合わせるべき対象の有する多相信号の間の位相差を検出するフェイズデテクタを各相ごとに設け、その出力を加算した信号を作ることにより、検出信号に含まれるリップル成分を少なくし、かつ高周波化することによって位相合わせの高速応答を実現している。

従来はフェイズデテクタをU相のみに設けるのが一般的であったが、一例として、U、V、W相とその逆相に合計6個設けることにより、6倍の応答性が得られる。

図1. に示す側では、他系統に対しインバータを同期するために、インバータの出力またはリングカウンタの出力のU、V、W各相に対しフェイズデテクタPD₁、PD₂、PD₃を設け、その和により、PLLを構成したものである。

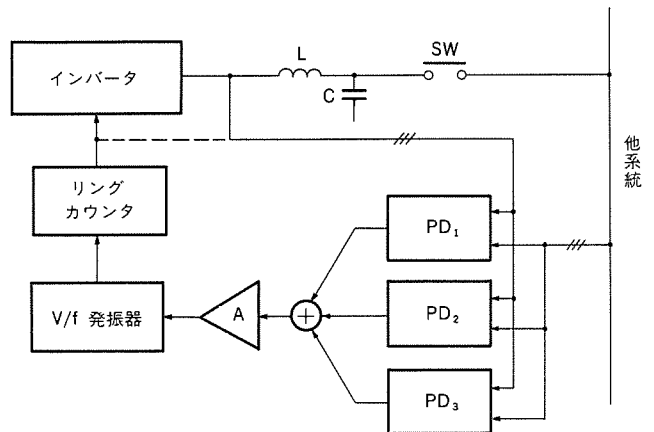


図1 実施例

<次号予定> 三菱電機技報 Vol. 59 No. 1 技術の進歩特集

- 研究
- 電力・エネルギー
- 産業用システム機器
- 汎用電機品
- 通信・伝送と宇宙機器

- 情報処理とオフィスシステム
- 集積回路と半導体素子
- 建築関連設備
- 交通
- 家電関連機器

三菱電機技報編集委員 委員長 馬場準一 委員 山内 敦 副委員長 岸本駿二 " 柳下昌平 " 三浦 宏 " 櫻井 浩 委員 峯松雅登 " 徳山 長 " 翠川 祐 " 柴山恭一 " 佐藤文彦 " 酒井靖夫 " 大年倉像 " 武富大児 " 井上通 " 瀬辺国昭 " 立川清兵衛 " 永井昭夫 " 吉田太郎 " 小原英一 " 川井 尚 " 尾形善弘 " 田中克介 幹事 岡田俊介 " 的場 徹 12号特集担当 川畑隆夫 " 野村兼八郎		三菱電機技報 58 巻 12 号 (無断転載を禁ず) 昭和 59 年 12 月 22 日 印刷 昭和 59 年 12 月 25 日 発行 編集兼発行人 岡田 俊介 印刷所 東京都新宿区市谷加賀町 1 丁目 12 番地 大日本印刷株式会社 発行所 東京都千代田区大手町 2 丁目 6 番 2 号 (〒100) 菱電エンジニアリング株式会社内 「三菱電機技報社」Tel. (03) 243 1767 発売元 東京都千代田区神田錦町 3 丁目 1 番地 (〒101) 株式会社私 オーム社 Tel. (03) 233 局 0641 (代), 振替口座東京 6-20018 定 価 1 部 500 円送料別 (年間予約は送料共 6,700 円)
--	--	--

三菱電機技報 (昭和59年 第58巻) 総目次

1号 技術の進歩特集	5号 冷凍・空調特集	9号 ニューメディア特集
2号 デジタル通信特集	6号 コンピュータソフトウェア技術特集	10号 カーエレクトロニクス特集
3号 普通論文特集	7号 光応用特集	11号 電子デバイス特集
4号 核融合特集	8号 半導体特集	12号 パワーエレクトロニクス特集

《技術の進歩特集》

	号	ページ		号	ページ
1. 研究	1	6	6. 情報処理とオフィスシステム	1	77
2. 電力・エネルギー	1	22	7. 集積回路と半導体素子	1	90
3. 産業用システム機器	1	36	8. 建築関連設備	1	101
4. 汎用電機品	1	57	9. 交通	1	109
5. 通信・伝送と宇宙機器	1	67	10. 家電関連機器	1	123

特集論文

〈デジタル通信〉

1. 三菱ローカルエリアネットワーク《MELNET R 32》	中塚茂雄・井手口哲夫・岡村 繁・矢野哲雄・新保泰夫	2…139
2. 光スターネットワークによる電子メールシステム	水野忠則・勝山光太郎・坂 一幸・伊東 尚・北山忠義	2…144
3. キャプテン端末装置	富田 悟・野沢俊治・伊藤正也・岩田修司・西川秀一・鷺尾捷平	2…148
4. 《MELCOM-COSMO シリーズ》における新データ網 (DDX) サポートシステム	新沢 誠・瀬戸秀輝・嵯峨公一・吉田 稔	2…153
5. 短・中距離用小形光デジタルリンク	金城益夫・近藤澄夫・中村一郎	2…157

〈核融合〉

1. 核融合特集号に寄せて	関口 忠	4…259
2. 核融合研究開発の歩みと今後の課題	富永正太郎・森川鐵也・浅見直人・郡 正治	4…260
3. 核融合炉の設計研究と技術開発	富田晴彦・塚本忠則・今村 豊・富田 充・笠井雅夫・伊尾木公裕	4…262
4. 核融合実験装置	太田 広・成川武文・山田政男・内川高志・長田大三郎・久野和雄	4…267
5. 超電導マグネット	河村寿三・橋本康男・荻野 修・佐藤 隆・丸山佳宏	4…273
6. 高周波加熱装置	上田和宏・塩田 勝・朝井克治・後藤正治・佐藤真一	4…278
7. 核融合試験装置用電源・制御装置	林 重雄・山中芳宣・村上輝男・湯浅和典・大藪 勲	4…283
8. 核融合装置の設計・解析プログラムの開発	西川正名・亀有昭久・塚本忠則・松岡不識・八十島義行	4…290
9. 実験装置“逆磁場テータピンチ”	八十島義行・植田至宏・笹尾博之・上野 昇・田中俊秀	4…296

〈冷凍・空調〉

1. 冷凍サイクルの広域高効率制御方式	山崎起助・松岡文雄・飯島 等・齊藤英二	5…327
2. マルチスプリット形エアコンディショナー	玉山 毅・浜 宏明・五十嵐好信・中村 節・齊藤英二	5…330
3. クリーンルーム用パッケージエアコン PFC 形	戸田正美	5…334
4. 冷暖房給湯ヒートポンプ“コンビネーションQ”	浜 宏明・今西正美・谷 秀一	5…338
5. ガスエンジン駆動ヒートポンプ	上妻親司・湯山 栞・藤崎修二・牛越 諒	5…342
6. 新冷媒流量制御の空気熱源ヒートポンプチラー	田中直樹・今西正美・浜 宏明	5…347
7. 冷蔵倉庫管理システム	北内 肇・杉山邦生・木下 実・高梨輝雄・渡辺秀隆	5…351
8. 超低温ブラインクーラー BCU 形	大藪訓宥・山崎泰彦・橋本公秀	5…355
9. 高SEER形新冷凍サイクル《MICLOSS》とその実用例	富樫健二・梅村博之・井上 博・松岡文雄・飯島 等	5…359
10. チルド室付き4ドア冷凍冷蔵庫	加藤俊郎・原 奈保・松村恒男	5…363
11. スクロール圧縮機	森下悦生・杉原正浩・稲葉 努・中村利之・前山能孝	5…367

〈コンピュータソフトウェア技術〉

1. ソフトウェア品質管理標準要綱	桜井俊一・犬山博満・佐伯正夫	6…399
2. 産業応用向けに拡張した PROLOG	芥川哲雄・太細 孝・荻野敬迪・秋田興一郎・田村敏子	6…403
3. 漢字 PROLOG 処理系	太細 孝・向井国昭・鈴木克志・伊草ひとみ・佐藤裕幸	6…407
4. プログラム自動検証システム	藤田 博・堀内謙二	6…412

5. ソフトウェア開発のための PWS システム	内藤俊文	6...416
6. マイクロプロセッサのソフトウェア開発支援システム	藤掛 遵・西田親生・福原直巳・長井秀憲	6...422
7. 基本ソフトウェア開発における C 言語テストベッドの利用	大江信宏	6...426
8. リアルタイム UNIX "OS 60/UMX"	小川義高・臼井澄夫・高畑泰志・鈴木 裕・高橋良岳	6...429

<光応用>

1. 光通信技術の展望	中原昭次郎	7...467
2. 通信用半導体光デバイスの展望	岡 久雄	7...468
3. 光応用計測技術の展望	大野栄一・布下正宏	7...469
4. 通信用半導体光デバイス	須 崎 渉・高宮三郎・池田健志・浪崎博文・高橋和久	7...474
5. 光通信用光部品とその応用	竹居敏夫・伊東 尚・三宅良雄・笠原久美雄・金城益夫	7...480
6. 光送受信器とその応用	伊東克能・関川一彦・北山忠義・手島邦夫	7...484
7. 4 波長多重通信システム	関川一彦・伊東克能・杉村滋夫・竹居敏夫・藤原謙一	7...489
8. 光ファイバセンサ —強度変調形—	久間和生・田井修市・井田芳明・滝岡孝司・吉永 淳	7...495
9. 光ファイバセンサ —レーザ干渉形—	久間和生・田井修市・布下正宏・福田 稔・永尾俊繁	7...500
10. レーザ式パイプ表面検査装置	亀井光仁・中島利郎・西川 啓	7...505
11. 近赤外線撮像暗視システム	安西良矩・西勝健夫・山際豊行・三村和洋	7...509

<半導体>

1. プラスチック封止 256 K ビットダイナミック MOS RAM	山田通裕・藤島一康・益子耕一郎・畑中正宏・佐藤真一	8...535
2. Mixed MOS 形 64 K ビットスタティック RAM	篠原尋史・河野芳雄・木原雄治・吉原 努・赤坂洋一	8...539
3. 高性能 CMOS ゲートアレー	植田昌弘・荒川隆彦・蔵満洋一・岡崎 芳・杉崎一三	8...543
4. CMOS 8 ビットワンチップマイコンシリーズ	脇本昭彦・倉田 勝・城田省三・山口雅史・藤田紘一	8...547
5. CMOS マイクロプロセッサ周辺用 LSI	宮島 博・山田達雄・脇本欣吾・在本昭哉・長谷川健次	8...550
6. 電圧シンセサイザ専用 CMOS 4 ビットマイクロコンピュータ	武部秀治・高橋直樹・境田優二・堀 俊彦・中尾佳生	8...554
7. フレキシブルディスクドライブ用 LSI	伊藤順治・福山 誠・梅山竹彦	8...559
8. Bi-FET オペアンプ	御手洗五郎・西海 宏・山田友右・竹田浩二	8...563
9. 三相ソリッドステートリレーとその応用	大島征一・山下信三	8...566

<ニューメディア>

1. 放送衛星 2 号 (BS-2) 主地球局用アンテナ設備	岡村浩志・河村英四郎・佐藤 滋・伊藤 昇	9...603
2. 直接衛星放送受信システム	浦崎修治・八尾政治・森 哲郎・栗原裕司・小林忠昭	9...608
3. テレビプリンタ	江頭英隆・和田隆吉	9...612
4. 家庭内情報通信システム	皆川良司・上村一穂・井上雅裕・江崎光信・藤井 学	9...616
5. 最新形 VTR HV-81 HF, HV-34 T	丹羽喜一・森 好春・三橋康夫・中島義郎・川地正男	9...621
6. ダイヤトーンコンパクトディスクプレーヤー DP-103	平沢和夫・石田禎宣・藤原 修・宮本浩一・久山浩二	9...627
7. 第二世代オーロラビジョンシステム	寺崎信夫・原口 聡・渡部敏克・宅島 隆	9...633

<カーエレクトロニクス>

1. 感熱式燃料流量センサ	佐藤 博・谷本孝司・別所三樹生・新居宏壬・壺井芳昭	10...671
2. FM 高感度ラジオ	西脇正治・的場怒章・川畑英雄	10...675
3. 切換ダイバーシチ FM 受信機の特性	深江唯正・野田博司・田浦賢一・壺井芳昭	10...678
4. 車両動態管理システム (AVM システム) 《MACOM シリーズ》	来村 俊・岩田 忠・竹垣 弘・土井勝次・大友克彦	10...682
5. キャブレタの電子制御装置	宮崎正明・石井光明・加古 一・池淵和宏	10...686
6. 電子制御サスペンション "ECS システム"	和田俊一・平田峯生	10...690
7. ライン用エンジン, トランスミッション自動試験システム	大前芳洋・中山一夫・米倉善彦・大坪光雄・徳永治久	10...696
8. 最近の自動車試験用シャーシダイナモメータ	武田 脩・杉本昭憲・足立省一・矢尾秀雄・木下市之	10...701

〈電子デバイス〉

1. 細ネックカラーブラウン管用多段集束電子銃	野阪英荘・佐野金治郎・高田純一	11...739
2. MLP-2 コンパクトディスクプレーヤ用光ピックアップ	近藤光重・木目健治郎・鹿間信介・河野慶三・田村義基	11...742
3. コンパクトディスクプレーヤ用光ピックアップサーボコントロールIC	野口直樹・西村清光・平沢和夫・桑原徹	11...746
4. CD方式DAD信号処理LSI	増田紀隆・七戸大助・本郷勝信・菅野宏・中尾佳生	11...751
5. CMOS搭載形厚膜サーマルヘッド	沢江哲則・山下博実・遠藤孝文・畑部悦生・飛田敏男	11...756
6. 高選択性セラミックガスセンサ	小峰義治・沢田隆夫・佐藤建	11...760
7. 高密度基板実装技術	高田充幸・高砂隼人・竹原克尚・杉浦博明・後藤基之	11...764

〈パワーエレクトロニクス〉

1. パワーエレクトロニクスの歩みと展望	吉田太郎・川畑隆夫	12...807
2. 三菱GTOサイリスタシリーズとその特性	石堂道治・萩野浩靖・宮嶋辰夫	12...811
3. 車両推進制御におけるGTOの応用	居蔵和徳・金田順一郎・四方進・小尾秀夫	12...816
4. VVVFインバータによる大容量交流可変速駆動	矢野禎成・西祥男・朝枝健明・小宮弘明・柳井安徳	12...821
5. VVVF制御のエレベーターへの応用	釜池宏・野村正実・石井敏昭	12...826
6. BI-MOS素子による無騒音インバータ	宇高正晴・川岸賢至・矢野昌雄・森治義	12...831
7. 全デジタル・ソフトウェアACサーボ	杉本英彦・川崎啓宇・生田目輝昭	12...836
8. 工作機用新形AC主軸駆動装置《FREQROL-SF》	吉田太郎・小山正人・鎌倉孝幸・大上正勝・深沢和夫	12...840
9. 静止形無効電力補償装置とその応用	竹田正俊・佐志田伸夫	12...844

普通論文

1. 高速大容量サイリスタモータ《MELDRIVE》	柏野栄三・小鍛治稔・村井幸雄・福盛久・池見克二	2...161
2. 低慣性誘導電動機の高速応答制御	杉本英彦・玉井伸三・矢野昌雄・佐藤健二	2...165
3. M4870大容量固定ディスク装置	浜敬三・坂井英明・藤田隆・吉田茂正・佐藤正	2...170
4. 小形大容量固定ディスク装置用ヘッド位置決め機構	山本哲・船井潔・標博雄・山田伸二郎・湯田坂一利	2...175
5. バターン方式文字多重放送受信用LSI	小林洋・須田真二・柴崎武・中尾佳生	2...179
6. 高性能256KビットダイナミックMOSRAM	藤島一康・尾崎英之・佐藤真一・長友正男・下西和博	2...184
7. 原子力プラントにおける新形中央制御盤(ACR)《MEDIC-2000》	谷衛・高橋勝彦・樹田征也・阪上武温・南秀行・小田橋正寿・須山勉	2...188
8. 業務用ゴルフ練習器GL-1000形	小川幸治・堤孝夫・安田佳則・田口博識	2...194
9. マイクロコンピュータの車両用制御装置への応用	居蔵和徳・四方進・中本紀明・上西明	3...201
10. トランジスタインバータ式小容量無停電電源装置及びマイコンモニタリング装置	守川哲郎・中村透・東野重紀・斉藤久昭・古野徹	3...207
11. 大阪府納め広域水防情報システム	吉崎守・内藤明彦	3...212
12. 多品種少量生産における表面処理作業の自動化設備	中島与元・大峽秀一・河野邦正・松田淑男・石添良一	3...216
13. 帯広中高処理場納めオゾンを用いたし尿三次処理装置	久川義隆・本多敏一・伊藤哲司・山本昭規	3...221
14. 人工衛星の磁気軸受支持フライホイール	村上力・中島厚・秋下貞夫・井上正夫・藪内賀義	3...226
15. ストリップ線路ハイブリッド結合形移相器	松永誠・浅尾英喜・武田文雄・村上宗雄	3...231
16. 三菱標準図形処理システムII	沢井善彦・山本正勝・吉田幸二・田中武夫	3...236
17. 1,500ゲートECLゲートアレー	立木真・加藤周一・岡辺雅臣・桜井弘美・大崎三郎	3...240
18. ビルディングブロック方式による16ビットCPU用LSIの設計	徳田健・是松次郎・佐藤興二・村井真一・竹内哲	3...244
19. ガス給湯用高負荷バーナ	梶本照男・蜂谷正憲・角庄司	3...249
20. 加圧水型軽水炉用超音波流量計	池永良知・松本英三・尾崎禎彦・友田利正・小田稔	4...300
21. 鉄鋼プロセスラインの全交流化駆動システム	片山誠一・新野修平・矢野禎成・手塚彰夫・瀬戸誠	4...305
22. 全自動高速丸鋸鋼管切断機	星野吉信・生原春夫・村松英樹・戒田英昭・坂本正行	4...310
23. 三菱広域監視制御装置《MELFLEX》のシリアルIO	村田尚生・犀川真一・山根信吾・田中英和	4...315
24. 三菱パーソナルコンピュータ《MULTI 16》モデルII	鈴木昭夫・牧野友明・山崎真	4...320
25. 航空機産業向けCNC電子ビーム溶接機	原且則・桂田重穂・土谷忠雅・山本吉廣・大峯恩	5...373
26. レーダ雨量計システム	山本悌三・橋本一・若林勝・浜津享助	5...379
27. アクティブマスダンパ式振動制御装置	藤野正太郎・丸山泰・田代秀夫・亀井信夫・古石喜郎	5...384

28. 《MELCOM 80 オフィスランド》モデル 500・400 の入出力システム	齊藤 巧・西田憲治・渡辺 晃・佐藤洋人・小林一成	5...391
29. 燃料電池発電プラント制御システム.....	佐々木明・水本洋一・日比野学・大西俊一郎	6...433
30. 火力発電プラントの予防保全システム《MELRAP-T》.....	高田信治・広崎吉彦・明神俊治・仁科秀夫・富田義信	6...439
31. 姫路市水道局納め上水道配水コントロールシステム.....	駒田俊秀・阿藤隆英・半田 哲・福島勇二・中島弘善	6...443
32. 新規格準三相誘導電動機《スーパーラインJ, Kシリーズ》.....	柳内芳彦・前原利昭・鈴木好弘・立見広光	6...448
33. 三菱オフィスターミナル M5000 シリーズ.....	塚本久雄・守川修平・渡辺 透・田中雄三・佐立良夫	6...453
34. 3.5 インチマイクロフレキシブルディスク装置.....	今村恒浩・佐々木勝	6...460
35. 大容量タービン発電機の回転子制動回路.....	免太 享・前田 進・平尾俊樹・野村達衛	7...513
36. トルクセンサ内蔵電動機.....	国分元宏・柳内芳彦・森 邦雄	7...518
37. 国際電信電話(株)向け DS-11 形非同期端末パケット集線装置 (CPAD)	長尾 朋・棋本龍夫・加藤真名井・木村俊弘・溝越 豊	7...523
38. GDS-70 モデル DS 図面作成支援システム.....	酒元登志克・土屋完二・西井龍五・井上 進・稲葉 徹	7...527
39. 分子科学研究所納め極端紫外光源 (UVSOR) 用電磁石電源.....	寺本昭好・重信正広・伊地知俊昭・関 憲三郎・中谷俊雄	8...571
40. 1,000 kW 級集中配置形太陽光発電システム.....	武田行弘・高橋昌英・熊野昌義・湯屋俊一・湯川元信・坂田末男	8...576
41. NC 放電加工機.....	大丸隆正・住田光隆・大田垣みどり	8...581
42. M4234 カラーサーマルプリンタ装置.....	中西 徹・菊地敏幸・品田幹夫	8...586
43. 新形ガスファンヒーター GD-30 A 形.....	古森秀樹・中村 進・牧野寿彦・門間 修・勝股文則	8...590
44. 日本道路公団納め中国自動車道広島中央局遠方監視制御装置	中川昭二・長友利広・小川一郎・中島 正・高橋 浄	8...595
45. 受配電用ガス絶縁変圧器.....	佐藤辰夫・松本正市・田村 清	9...638
46. 屋外用エポキシ樹脂の変成器への適用.....	山内欣二・野上文夫・平沢栄一・坂井龍吉・土橋 勝	9...642
47. コンピュータ制御式新形電子ビーム溶接機.....	原 且則・中村正之・福田司朗・大野義隆・村上英信	9...647
48. 溶融炭酸塩形燃料電池.....	村橋俊明・佐藤一直・漆畑広明・松村光家	9...653
49. 超マイクロフィルム (UMF) を利用した電子ファイリングシステム	望月純夫・飯田 登・近江 清・伊藤修孝・苗村水戸夫・向井文章	9...658
50. POS システム用簡易プログラム言語.....	松村雅司・中嶋英雄・作田允紘・芋生信一・細見祐策	9...663
51. 熱間圧延用大形直流電動機の絶縁劣化診断.....	登古大敬・藤原健三・橋本 修・中田了一・高月 一	10...705
52. 《MELFLEX 330》遠方監視制御装置.....	金井三男・西川正治・井上 正・寺地信夫	10...709
53. 衛星搭載用姿勢制御ソフトウェア.....	真鍋舜治・若杉 登・稲宮健一・岡沼 徹・圓谷正和・浅見令美	10...714
54. 《MELCOM 85》DPS 10 リレーショナル形データベースシステム	山崎洋美・樋口雅宏・吉森幹夫・小村克也・小宮富士夫	10...719
55. 漢字プリンタによるバーコード印刷システム BARGEN.....	黒川幸則・土谷昌晴・角谷 徹	10...725
56. 高速大容量 256 K ビットマスク ROM.....	松尾龍一・張間寛一・島崎政光・高橋広成・秦 務	10...729
57. 8,000 V, 1,500 A 光トリガサイリスタとその特性.....	中川 勉・庭山和彦・吉田茂一・清原豊彦・宮嶋辰夫	10...732
58. 人工島に建設された最新鋭中間負荷火力発電所の電気設備.....	大久保忠明・谷口政弘・白石元勝・篠原旬一・犬塚敬彦	11...768
59. 新規格形エレベータ《エレベット・アドバンスV》.....	花木幸一・城 健次・鈴木茂彦・勢力峰生・牧野克己	11...772
60. 三菱電機ワイヤカット放電加工機 F1 シリーズ.....	荒槇 淳・鶴本和夫・弥富 剛	11...777
61. 光ファイバー貫通部.....	神代哲哉・武田 淳	11...782
62. パイボラ標準ロジック IC ALSTTL シリーズの機能と性能.....	中井義幸・平田善彦・小山恒弘	11...786
63. 新しい構造をもつ電球形蛍光灯《ピカッ灯びかいちくん》.....	山崎 均・武田隆夫・山本広二・中野志津雄・田中紀彦	11...792
64. 中部電力(株)総合パケット交換網.....	早川正人・梶原 誠・岩橋 努・池田健夫・山埜史雄	11...797
65. 三菱スパイラルエスカレーター.....	後藤 茂・中谷 博・開田豊広・富所 誠・齊藤良一	12...848
66. 関西電力(株)納め光伝送式電力ケーブル故障検出装置.....	木村良一・荒尾和男・高橋浩二・瀧野嘉明・魚田 豊	12...853
67. 火力発電所ボイラ給水用高精度超音波流量計.....	新居健一・西岡憲章・海老塚清・立川 悟・尾崎禎彦	12...858
68. 新しい変圧器ロス回収システム.....	根尾定紀・菅 寿郎・清水 澄・藤本芳久	12...863
69. 新形数値制御装置《MELDAS-L0/M0》.....	工藤和弘・赤祖父恭介・今西一夫・北爪次男	12...867



三菱電機が業界に先駆けて開発した石油ガス化ファンヒーターは7年目を迎え、年間200万台のマーケットに成長し、いまや家全体の暖房から子供部屋の暖房にいたるまでニーズも多種多様化しています。こうした時代の要請に応じて開発されたのが、画期的な新製品KD-23GTXです。これは、三菱独自の気化管CCDバーナーやタイマー・ルームサーモなどを採用、機能充実の超コンパクト・パーソナル暖房専用ファンヒーターです。

特長

●軽量・コンパクト

10kgと軽く、持ち運びも簡単。ファンヒーターの中では最もコンパクトで、子供部屋や個室、寝室などのパーソナル暖房にぴったりです。

●CCDバーナー(Compact Clean Direct)

三菱の先進技術を結集して開発されたコンパクトな気化管バーナーを搭載。シーズヒーターを使用してダイレクト加熱をしているため温度ムラが少なく、またステンレス使用で気化管を高温にすることが可能となり、これにより毎回着火後の自己クリーニングとクリーニングボタンによる強制クリーニングを実現。これまでの気化管の宿命であった耐タール性においても従来品に比べ数段階リードした気化管バーナーを完成しました。

●12時間タイマー

12時間タイマーにより、ご希望の時間に着火できます。さらに安全装置として1時間後に消火できるようになっています。

●ルームサーモ

Hi/Lo切換えにより、ご希望の温度に自動コントロールできます。

●モニター表示

換気消火、異常消火、クリーニング指示などが、ひと目でわかるようにモニターランプの点滅によりお知らせします。

●デラックスなデザイン

コンパクト設計にぴったりマッチしたデザイン。先進感覚、デラックスさもそなえています。

仕様

形式の呼び方	KD-23GTX
種類	気化式(石油ガス化燃焼方式)強制対流形
点火方式	高圧放電点火
使用燃料	白灯油(JIS 1号灯油)
発熱量(入力)	2,300kcal
燃料消費量	最大 0.279ℓ/h 最小 0.121ℓ/h
油タンク容量	4.9ℓ
燃焼持続時間(連続強燃焼時)	約17時間/4.9ℓ
外形寸法(置台を含む)	高さ450mm、幅450mm、奥行282mm
重量	10kg
電源電圧及び周波数	単相100V・50/60Hz
定格消費電力	ヒーターON時 300W ヒーターOFF時 30W
点火時消費電力(予熱時)	270W
安全装置	耐震自動消火装置、過熱防止装置 停電時安全装置、点火安全装置
その他の装置	換気検知装置、12時間タイマー
付属品	水抜きスポイト、ロシフィルター